

# Diseño y caracterización de un array de antenas en tecnología plana en la banda de 8GHz con polarización circular



Grado en Ingeniería  
en Tecnologías de Telecomunicación

Trabajo Fin de Grado

Autor: Alejandro Orbaiceta Fernández

Director: Juan Carlos Iriarte Galarregui

Pamplona, 27 de Junio de 2017





UNIVERSIDAD PÚBLICA DE NAVARRA  
E.T.S.I.I. y de Telecomunicación  
Campus de Arrosadía s/n  
31006-Pamplona Navarra-Spain  
Tfno: 34-948-169000 Fax: 34-948-169169

**upna**  
Universidad  
Pública de Navarra  
Nafarroako  
Unibertsitate Publikoa

## ***Acta de Trabajo Fin de Grado***

***Título:***

“Diseño y caracterización de un array de antenas en tecnología plana en la banda de 8GHz con polarización circular”

***Alumno:***      *Alejandro Orbaiceta Fernández*

***Tutor del Proyecto:*** *Dr. Juan Carlos Iriarte Galarregui*

***Reunido el tribunal, compuesto por los siguientes miembros,***

***Presidente,***

***Secretario,***

***Vocal 1º,***

***Fdo:.....***

***Fdo:.....***

***Fdo:.....***

***acuerda otorgar la calificación de***

--

***Pamplona, a 27 de Junio de 2017***

## RESUMEN

---

El auge de las tecnologías inalámbricas en los últimos años, junto con el cada vez más reducido tamaño de los dispositivos electrónicos, hace necesario el desarrollo e implementación de antenas eficientes de pequeñas dimensiones. Hoy en día, las tecnologías inalámbricas punto-multipunto exigen el empleo de polarización circular. Por esas razones surgieron las antenas parche microstrip.

Las antenas parche microstrip son uno de los desarrollos de más versátiles en la historia de las antenas, gracias a su flexibilidad tanto en la forma como en tamaño, la facilidad para su integración en una agrupación de antenas y la facilidad para la obtención de polarización circular. Su gran problema es el estrecho ancho de banda que ofrecen.

En este proyecto, se realizará el diseño de un array de cuatro antenas parche microstrip con polarización circular con el objetivo de obtener un valor de ganancia comprendido entre 11 dBi y 13 dBi y un ancho de banda global del 5%. Se pondrán de manifiesto los problemas para aumentar el ancho de banda de las antenas parche con el método de alimentación única, especialmente el ancho de banda de polarización circular. Se presentará un método empleando rotación secuencial de los elementos del array y una fase progresiva de  $90^\circ$ , para lograr aumentar el ancho de banda de polarización circular.

Por último, se presentará un diseño de antena parche con polarización circular obtenida mediante alimentación doble con acoplamiento mediante aperturas. Para este diseño, se empleará un híbrido en cuadratura como red de alimentación. Las aperturas se implementarán en el plano de masa que separará la antena y la red de alimentación.

## ABSTRACT

---

The rise of wireless technologies in recent years and electronic devices getting smaller, it is a need to design and develop small-scale, efficient antennas. Nowadays, wireless point-to-multipoint technologies demand the correct use of circular polarization. For all of that reasons microstrip patch antennas were created.

Microstrip patch antennas are one of the most versatile developments in antenna and microwave engineering history, because of their flexibility in the form and size, their ease of integration in an antenna array configuration and the ease to obtain circular polarization with this kind of antenna. Their big issue is that they offer a quite narrow bandwidth.

On this project, a four element microstrip patch antenna array with circular polarization will be designed, with the goal of obtaining a certain value of gain, between 11 dBi and 13 dBi and a global bandwidth not less than 5%. The issues encountered to enhance the bandwidth of microstrip patch antenna using the single feed configuration will be outstanding, with special focus on circular polarization bandwidth. It will be introduced a method to enhance circular polarization bandwidth, sequentially rotating each patch antenna  $90^\circ$  and a progressive phase of  $90^\circ$ .

Finally, it will be introduced a microstrip patch antenna design with circular polarization, obtained using dual feed method with apertures for coupling. For this design, a branch line coupler will be used as feed network. The apertures will be implemented on the ground plane that separates the patch antenna and the feed network.

## LISTA DE PALABRAS CLAVE

---

- ANTENA PARCHE MICROSTRIP
- ARRAY
- POLARIZACIÓN CIRCULAR
- ANCHO DE BANDA
- AXIAL RATIO



# Tabla de contenido

## Capítulo 1: INTRODUCCIÓN

1.1.	Antenas Parche y Arrays de Antenas Parche .....	4
1.2.	Estructura del proyecto .....	7
1.2.1.	Especificaciones requeridas .....	7
1.2.2.	Procedimiento seguido para el diseño .....	8

## Capítulo 2: FUNDAMENTOS DE LAS ANTENAS PARCHE MICROSTRIP

2.1.	Teoría de funcionamiento .....	10
2.2.	Métodos de análisis .....	11
2.2.1.	Modelo de línea de transmisión .....	11
2.3.	Métodos de alimentación de antenas parche microstrip .....	13
2.3.1.	<i>Edge-fed</i> (Alimentación desde el borde) .....	13
2.3.2.	<i>Probe-fed pathces</i> (alimentación mediante sonda) .....	14
2.3.3.	<i>Proximity coupled patches</i> (acoplamiento por proximidad) .....	16
2.3.4.	<i>Aperture coupled patches</i> (acoplamiento por apertura) .....	17
2.3.5.	Resumen y comparación .....	19

## Capítulo 3: GENERACIÓN DE POLARIZACIÓN CIRCULAR CON ANTENAS PARCHE MICROSTRIP

3.1.	Introducción .....	20
3.2.	<i>Single Feed Method</i> (Método de alimentación única) .....	20
3.3.	<i>Dual feed method</i> (Método de Alimentación doble) .....	21
3.4.	<i>Synchronous Subarrays</i> (Subarrays síncronos) .....	22
3.5.	Comparación de las técnicas .....	23

## Capítulo 4: FUNDAMENTOS SOBRE AGRUPACIONES DE ANTENAS

4.1.	Introducción .....	25
4.2.	Teoría básica de funcionamiento .....	25
4.2.1.	Factor de agrupación .....	26
4.2.2.	<i>Grating Lobes</i> .....	27
4.3.	Agrupaciones de antenas parche microstrip .....	28
4.3.1.	Introducción .....	28



4.3.2.	<i>Series Fed Arrays</i> (Agrupación con alimentación en serie) .....	28
4.3.3.	<i>Parallel Fed Arrays</i> (Agrupaciones con alimentación en paralelo) .....	29
4.3.4.	Comparativa entre ambas técnicas .....	31

## Capítulo 5: MEJORANDO EL ANCHO DE BANDA DE UNA ANTENA PARCHE MICROSTRIP

5.1.	Introducción. Nociones básicas sobre el ancho de banda .....	32
5.2.	Métodos intrínsecos .....	33
5.3.	Parches parásitos acoplados horizontalmente .....	34
5.4.	<i>Stacked Patches</i> (Parches Apilados) .....	35
5.4.1.	Introducción.....	35
5.4.2.	<i>Stacked Rectangular Patches</i> (Parches rectangulares apilados).....	35
5.4.3.	<i>Cavity Backed Stacked Patches</i> (Parches apilados sobre cavidad) .....	36
5.5.	<i>Large Slot Excited Patches</i> (Resonancia mediante apertura de grandes dimensiones) .....	37
5.5.1.	<i>Reflector Patch Solutions</i> (Parches reflectores).....	38
5.5.2.	Métodos con polarización dual.....	39
5.5.2.1.	<i>Dual Offset Apertures</i> (Doble apertura desplazada) .....	39
5.5.2.2.	<i>Crossed Slot with a Balanced Feed</i> (Apertura cruzada con alimentación equilibrada) .....	40
5.5.2.3.	<i>Dual Layer Crossed Slot with a Balanced Feed</i> (Aperturas en cruz con alimentación equilibrada en dos capas).....	41
5.6.	<i>Aperture Stacked Patches</i> (Parches Apilados alimentados por apertura).....	41
5.6.1.	Introducción.....	41
5.6.2.	Técnicas de adaptación de impedancia .....	42
5.6.3.	Técnicas para reducir la radiación hacia atrás .....	43
5.6.3.1.	<i>Reflector Patch Solution</i> (Parche con elemento reflector) .....	43
5.6.3.2.	<i>Cavity Backed Solution</i> (Diseño implementado sobre cavidad metálica).....	43
5.6.4.	<i>Aperture Stacked Patches</i> con polarización dual .....	44

## Capítulo 6: DISEÑO DE UN ARRAY DE ANTENAS PARCHE MICROSTRIP CON POLARIZACIÓN CIRCULAR A 8GHz

6.1.	Introducción .....	45
6.2.	Cálculo de las dimensiones de la antena parche microstrip .....	47
6.3.	Dibujado de la antena parche microstrip .....	48
6.4.	Obtención de polarización circular ( <i>Slot</i> diagonal) .....	51
6.5.	Diseño de la alimentación mediante conector SMA .....	61
6.6.	Diseño del divisor de potencia principal.....	64
6.7.	Diseño del array de 4 antenas parche microstrip .....	67
6.7.1.	Mejorando el ancho de banda de polarización circular.....	67

6.7.2.	Implementación de los desfasadores .....	67
6.7.3.	Implementación de la rotación secuencial .....	79
6.7.4.	Comparativa con la antena parche microstrip individual .....	86

## Capítulo 7: DISEÑO DE UNA ANTENA PARCHE MICROSTRIP CON POLARIZACIÓN CIRCULAR MEDIANTE ALIMENTACIÓN DUAL CON ACOPLAMIENTO MEDIANTE APERTURAS

7.1.	Introducción .....	87
7.2.	Obtención de la polarización circular .....	89
7.3.	Diseño de la red de alimentación. Híbrido en cuadratura .....	90
7.4.	Diseño de la antena parche microstrip con polarización circular .....	94
7.4.1.	Diseño del parche .....	94
7.4.2.	Implementación de las aperturas .....	95
7.4.3.	Implementación de la red de alimentación .....	97
7.4.4.	Implementación del diseño final .....	98

## Capítulo 8: CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

BIBLIOGRAFÍA.....	106
-------------------	-----

# 1. CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

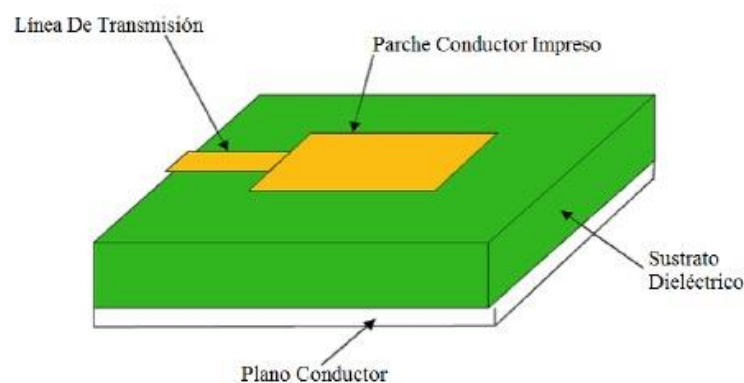
En este capítulo se presentarán los conceptos teóricos básicos necesarios para la correcta comprensión de este proyecto y su objetivo, el diseño y la caracterización de un array de antenas parche en tecnología microstrip.

## 1.1. Antenas Parche y Arrays de Antenas Parche

Las antenas parche, consideradas uno de los desarrollos más importantes en la historia de las aplicaciones electromagnéticas, se han convertido hoy en día en la solución más versátil para sistemas que requieran de un elemento radiante. Este tipo de antena entra dentro de la categoría de antenas impresas, debido a que se emplean procesos de fabricación de circuitos impresos en el desarrollo de su alimentación y estructura radiante. De todas las antenas impresas, las antenas parche fabricadas en tecnología microstrip son, sin lugar a dudas, las más populares y rentables. Esto se debe a sus mayores ventajas: facilidad de integración, buen control de la radiación y un coste bajo de producción. [1]

La expresión "parche" proviene de la forma que tiene el conductor impreso que forma la antena, tradicionalmente circular o, incluso, triangular. Hoy en día, pueden adoptar múltiples formas. [1]

Una antena microstrip está formada por una estructura radiante fabricada en material conductor (habitualmente denominado parche), alimentada por una línea de transmisión en tecnología microstrip y colocados sobre un sustrato de material dieléctrico, cuyo grosor es de vital importancia como se mencionará en apartados posteriores. Este sustrato, a su vez, se coloca sobre un plano conductor, que actúa como masa [2]. En la siguiente figura se puede apreciar la estructura de una antena parche rectangular en tecnología microstrip.



**Figura 1.1.1: Esquema básico de una antena parche microstrip. [2]**

Las antenas parche en tecnología microstrip permiten trabajar tanto con polarización horizontal, como con polarización circular, así como la fácil implementación de agrupaciones para lograr una mayor directividad [2]. Además, debido a su fácil integración y fabricación, son muy indicadas para trabajar tanto a altas frecuencias como a bajas frecuencias.

Entre las ventajas de las antenas parche microstrip, se pueden destacar las enumeradas a continuación:

- **Tamaño y perfil:** En su forma convencional, el volumen de una antena parche es relativamente pequeño comparado con otras antenas. Las implementaciones en una única capa emplean grosores de sustrato menores que  $0.05\lambda_0$  y las aplicaciones multicapa, los denominados parches apilados (del inglés *stacked patches*), menores que  $0.1\lambda_0$ , siendo  $\lambda_0$  la longitud de onda en el vacío. Por lo tanto, este tipo de antena puede situarse cerca del plano de masa y funcionar correctamente, a diferencia de una antena dipolo. Además, el volumen ocupado por ellas es menor al ocupado por la mayoría de antenas de hilo y apertura eléctrica (antenas de bocina). El tener un perfil tan delgado hace que las antenas parche microstrip sean idóneas para su instalación en la superficie de numerosos objetos, como puede ser el fuselaje de un avión. [1][2]
- **Facilidad de fabricación, integración y bajo coste:** Las antenas parche microstrip pueden ser desarrolladas fácilmente empleando técnicas de fabricación de circuitos integrados, lo que hace que su coste de fabricación sea bajo. Este tipo de antenas, además, se pueden integrar a su red de alimentación con facilidad, al estar implementadas en la misma tecnología plana. No ocurre lo mismo con otras antenas como las antenas de hilo o basadas en guía de onda. [1] [2]
- **Facilidad para implementar agrupaciones o arrays:** Las antenas parche microstrip se consideran de ganancia media (normalmente menor que 8 dBi) y para aplicaciones en las que se requiere una mayor directividad, se deben implementar en agrupación. Afortunadamente, el diseño y desarrollo de agrupaciones de antenas parche microstrip es un proceso relativamente sencillo. Esto se debe a que la red de alimentación se implementa en la misma tecnología microstrip en la que se desarrolla la antena y a la facilidad de añadir más líneas de alimentación. Debido a que las antenas parche básicamente son antenas en dos dimensiones (la altura de la antena y su efecto pueden considerarse despreciables en comparación con la anchura y longitud de la misma), por lo que se puede realizar el diseño en una única capa [1]. Cabe mencionar que, a altas frecuencias, la longitud de onda de trabajo es muy pequeña, por lo que el efecto producido por la altura del elemento radiante no es despreciable.
- **Eficiencia:** Las antenas parche microstrip pueden considerarse generalmente, elementos radiantes eficientes. Esto puede atribuirse a un único hecho: son elementos radiantes resonantes, por lo que son muy eficientes en un ancho de banda estrecho. Comparadas con otras antenas resonantes, las antenas parche son razonablemente eficientes. [1]

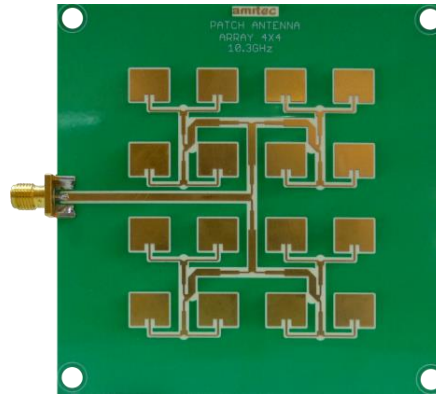
A pesar de sus múltiples ventajas, también presentan desventajas considerables a tener en cuenta. Dichas desventajas, se enumeran a continuación:

- **Ancho de banda de impedancia:** En su forma convencional, el ancho de banda de impedancia de una antena parche microstrip es considerablemente estrecho, limitado a valores bajos en porcentaje de la frecuencia de operación, del orden del 2%-3%. Esto puede atribuirse fundamentalmente a dos factores: la naturaleza resonante de este tipo de antenas (debido a que la alta eficiencia sólo se obtiene en un ancho de banda estrecho) y a lo estrecho que es el sustrato dieléctrico empleado [1]. Hay múltiples métodos para conseguir aumentar el ancho de banda, como se mencionará en apartados posteriores. De hecho, uno de los métodos para aumentar el ancho de banda es aumentar la altura del sustrato, ya que la altura del sustrato está fuertemente relacionada con el ancho de banda.
- **Excitación de ondas de superficie:** Debido a la presencia del sustrato dieléctrico, las antenas parche microstrip siempre excitarán un modo transversal magnético  $TM_0$  de superficie (siempre y cuando el dieléctrico empleado no sea el aire), lo que puede suponer un empeoramiento de la eficiencia, así como el acoplamiento de dicho modo excitado a otros aspectos de la antena y a la red de alimentación. Además, estas ondas de superficie pueden lograr que la componente contrapolar aumente considerablemente. [1]
- **Tamaño:** Curiosamente, su tamaño aparece tanto en las ventajas como en las desventajas, debido a que hay aplicaciones en las que las antenas parche se hacen demasiado grandes. Estos sistemas suelen ser sistemas inalámbricos portátiles que operan por debajo de la banda de 2GHz. En esa banda frecuencial, el tamaño de una antena parche microstrip puede hacerse demasiado grande para un sistema inalámbrico portátil en el que el tamaño del dispositivo es considerablemente importante. [1]
- **Rendimiento en la radiación:** A pesar de que el rendimiento y la eficiencia de una antena parche microstrip son relativamente buenos en comparación con otras antenas, puede ser realmente complicado cumplir con ciertos requerimientos del sistema a implementar. Por ejemplo, será muy difícil conseguir una relación lóbulo principal a secundario alta debido a la naturaleza de estas antenas, ya que las ondas de superficie que se generan ayudan a empeorarla. [1]

De todos modos, existen métodos para compensar los efectos negativos producidos por las desventajas mencionadas. Como se mencionará en posteriores capítulos, existen múltiples métodos para mejorar el ancho de banda. Además, se pueden emplear alimentaciones especiales para conseguir distribuciones de corriente como la distribución triangular, que permite mejorar la relación lóbulo principal a secundario, pero empeora la ganancia máxima de la antena. Para contrarrestar los efectos producidos por las ondas de superficie, se pueden emplear estructuras PBG (*Photonic Band Gap*) [3][2].

Como ya se ha mencionado en líneas anteriores, las antenas parche microstrip se consideran de media ganancia (en torno a los 8 dBi), pero puede haber aplicaciones que requieran de una mayor ganancia. Gracias a la facilidad con la que estas antenas pueden ser integradas o combinadas en agrupaciones o arrays, se pueden diseñar y desarrollar con facilidad estructuras de estas características para mejorar la ganancia de la antena. Además, el empleo de tecnología de circuito impreso tanto en la red de alimentación como en la estructura radiante de la antena, hace que el coste de fabricación de este tipo de estructuras sea considerablemente bajo.

En la siguiente imagen puede apreciarse un array de antenas parche microstrip en la banda de 10.3GHz:



*Figura 1.1.2: Array de antenas parche microstrip a 10.3GHz. [4]*

Las aplicaciones en las que se emplean este tipo de antenas son muy numerosas:

- Comunicaciones móviles, tanto en terminales móviles como en estaciones base.
- Comunicaciones por satélite.
- Aplicaciones aeronáuticas: aviación.
- Aplicaciones militares.
- Aplicaciones radar.

## 1.2. Estructura del proyecto

En este apartado se expondrán las especificaciones para el diseño del array, así como el procedimiento seguido para su diseño y estudio.

### 1.2.1. Especificaciones requeridas

Este proyecto tiene como objetivo el diseño y caracterización de una agrupación o array de antenas parche en tecnología microstrip en polarización circular para operar a 8GHz y debe tener un tamaño máximo de 76mm. Debe tener también una ganancia entre 11 dBi y 14 dBi, un ancho de banda del 5% y una relación axial menor a 4 dB.

Se empleará un sustrato de tipo Rogers 5880, disponible en las instalaciones de la universidad, que cuenta con una constante dieléctrica  $\epsilon_r = 2.2$  y con una anchura de sustrato de 1.27mm, para obtener un ancho de banda lo mayor posible sin introducir efectos inductivos en el diseño. Como ya se ha mencionado y se explicará con mayor detenimiento en apartados posteriores, el grosor del sustrato afecta directamente al ancho de banda de funcionamiento, aumentando éste al aumentar el grosor del sustrato.

Las especificaciones se recogen en la siguiente tabla:

Parámetro	Valor
Polarización	Circular
Frecuencia	8GHz
Ganancia	11 dBi - 13 dBi
Axial Ratio	< 4 dB
Ancho de banda	5%
Tamaño máximo	76mm

**Tabla 1.2.1: Requerimientos para el desarrollo de la agrupación.**

### 1.2.2. Procedimiento seguido para el diseño

En primer lugar, se calcularán las dimensiones de una antena parche microstrip polarizada linealmente, operando a 8GHz. Una vez conocidas las dimensiones, se dibujará la antena empleando el software *HFSS*. A continuación, se realizarán las iteraciones en el diseño necesarias para lograr ajustar bien tanto la adaptación de la antena a la alimentación como la frecuencia de operación.

Una vez logrado, se procederá a adaptar el diseño para lograr una antena polarizada circularmente. Para ello, se introducirá una apertura en el centro del parche, orientada según la diagonal de la antena y se procederá a realizar los ajustes necesarios para lograr los objetivos deseados. Se deberá prestar especial atención al valor del *axial ratio* obtenido, el cual debe ser menor a 4 dB.

Cuando se haya realizado el correcto diseño de una antena parche en polarización circular, se procederá a la implementación de un array de cuatro elementos, empleando la antena ya diseñada. Un array de cuatro elementos debería ser suficiente para lograr el objetivo de ganancia fijado. Al igual que antes, se realizarán los ajustes necesarios para lograr el correcto funcionamiento de la agrupación. Se estudiará, además, la posibilidad de alimentar el sistema desde abajo, mediante un conector coaxial SMA. Se realizará para ello un orificio en el plano de masa para alojar el conector y una vía en el sustrato hasta la línea principal de alimentación para acoplar el *pin* del conector hasta la línea.

Una vez logrado el diseño de la agrupación, se procederá a realizar un segundo diseño, empleando alimentación dual para lograr la polarización circular, empleando aperturas para el acoplo. En este método, tal y como se explicará en capítulos posteriores, se necesita que ambas alimentaciones tengan un desfase de 90° entre ellas. Para ello, se implementará la alimentación mediante un híbrido, que se encontrará en la capa inferior.

Se implementarán las aperturas en el plano de masa y se estudiará tanto su correcto tamaño como su posición.

El parche, será un parche simple y se colocará en la capa superior de sustrato. Así, la potencia deberá acoplarse correctamente a través de las aperturas introducidas en el plano de masa, que aísla ambas capas de sustrato.



## 2. CAPÍTULO 2: FUNDAMENTOS DE LAS ANTENAS PARCHE MICROSTRIP

En este capítulo se presentarán algunas de las propiedades fundamentales de las antenas parche microstrip, así como alguno de los métodos de alimentación más empleados.

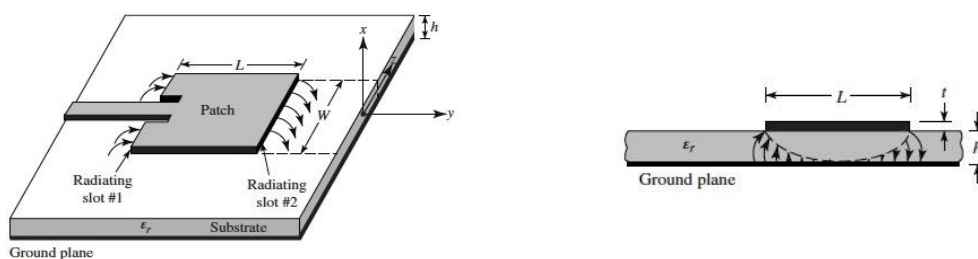
### 2.1. Teoría de funcionamiento

Las antenas parche microstrip pueden definirse como cavidades planas resonantes en las que el campo electromagnético se desborda por sus bordes, lo que genera la radiación. [5]

Como ya se ha mencionado en el primer capítulo, las antenas parche microstrip son antenas de tipo resonante, por lo que una de sus dimensiones debe ser  $\lambda_g/2$  donde  $\lambda_g$  es la longitud de onda guiada, teniendo en cuenta el material que la rodea, es decir, el substrato sobre el que está colocada. La dimensión resonante del parche depende de la forma del mismo. [1]

Cuando se aplica un voltaje al punto de alimentación de la antena, se excita en el parche un modo (se genera una corriente eléctrica) lo que generará campos verticales entre los bordes de la antena y el plano de masa. Debido a que estos campos están separados una distancia  $\lambda_g/2$ , se producirá una interferencia constructiva, creando una antena resonante eficiente. La eficiencia de radiación dependerá del material empleado, ya que el confinamiento de los campos estará determinado por la constante dieléctrica del material empleado para el substrato y del grosor del mismo. [1]

En las siguientes imágenes se puede apreciar un boceto simplificado del mecanismo de radiación de una antena parche microstrip. En ellas se observa cómo los campos se desbordan por los bordes, hacia el plano de masa, generando la radiación.



**Figura 2.1.1: Dos vistas del esquemático de una antena parche microstrip alimentada mediante ranura, y las líneas de campo representadas. [6]**

Desde el punto de vista del modelo de circuito equivalente, cuando el punto de alimentación está próximo al borde de la antena, modelado como un circuito abierto, se apreciará un alto voltaje y una corriente mínima debido a la alta impedancia de entrada. Cuando el punto de alimentación se encuentra en el centro de la antena parche microstrip, la impedancia será próxima a cero, por lo que el voltaje será mínimo y la corriente máxima. Por lo tanto, la posición del punto de alimentación de la antena será un factor importante a la hora de determinar la impedancia de la antena. [1]

## 2.2. Métodos de análisis

Las antenas parche microstrip son antenas complejas de analizar, debido a la naturaleza resonante de las mismas. Durante muchos años se han propuesto múltiples métodos numéricos y analíticos para analizar antenas parche microstrip. Estos métodos pueden agruparse en aquellos que emplean técnicas de aproximación y aquellos que realizan un análisis completo de los campos electromagnéticos (*full-wave analysis* o análisis de onda completa). [1]

Los métodos que emplean técnicas de aproximación realizan asunciones para reducir la complejidad del análisis de la antena. Son métodos relativamente precisos bajo ciertas condiciones; el sustrato debe tener un grosor relativamente fino y la constante dieléctrica del sustrato debe ser baja [1]. Dentro de este grupo, están el modelo de línea de transmisión y el modelo de cavidad, que son los más populares entre los diseñadores.

Los métodos de análisis de onda completa otorgan resultados más precisos debido a que aplican las Ecuaciones de Maxwell al problema en concreto y aseguran que se satisfacen las condiciones de frontera asociadas con la estructura de la antena. Este tipo de técnicas pueden subdividirse en dos grupos principales, dependiendo de cómo se resuelvan las Ecuaciones de Maxwell: diferencialmente o integralmente. Entre ellos, el método integral es el más empleado por los diseñadores [1].

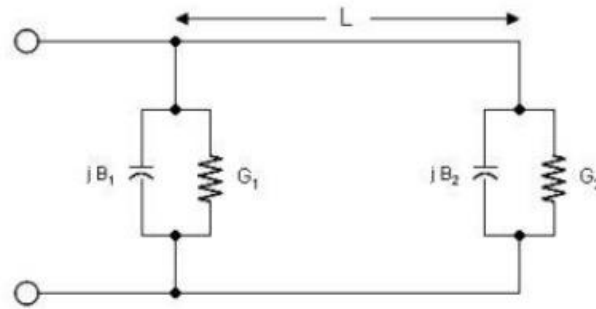
En este capítulo se presentará el **modelo de línea de transmisión**, el método de análisis que se ha empleado en este proyecto para calcular las dimensiones de las antenas parche microstrip que forman el array objetivo del proyecto.

### 2.2.1. Modelo de línea de transmisión

Este modelo se basa en que una antena parche microstrip puede modelarse como una sección de línea de transmisión colocada entre dos ranuras radiantes [6]. Es uno de los modelos más sencillos para realizar el diseño de una antena parche microstrip, aunque no siempre el más recomendado debido a su imprecisión. Además, sólo sirve para el diseño de antenas parche cuya forma sea rectangular o circular. No obstante, si el problema en concreto en el que la precisión de esta técnica es razonablemente suficiente, ofrece una primera aproximación para realizar el diseño. De todos modos, probablemente serán necesarias diversas modificaciones iterativas en el diseño de la antena parche. [1] [2]

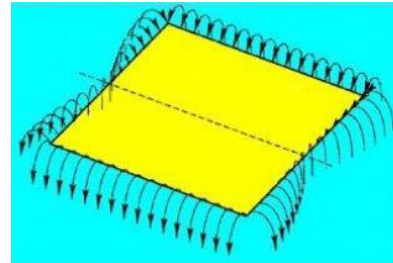
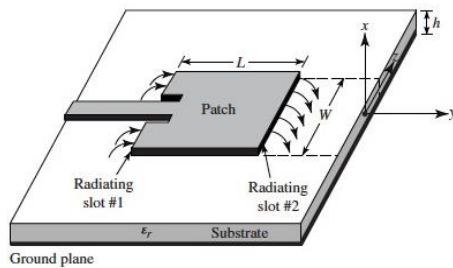
En este modelo los bordes de la antena son considerados como dos aperturas (slots) que radian. Cada apertura posee una anchura  $w$  (que será el ancho de la antena), estará situada a una altura  $h$  sobre el plano de masa (será la altura o grosor del sustrato) y estarán separadas entre ellas una distancia  $l$  (será la longitud de la antena). [2]

Estas aperturas son consideradas como admitancias complejas compuestas de una conductancia (de valor  $G$ ) y una susceptancia (de valor  $B$ ). En la siguiente imagen se muestra el circuito equivalente para una antena rectangular con el modelo de línea de transmisión. [2]



**Figura 2.2.1: Circuito equivalente de un parche rectangular en el modelo de línea de transmisión [2]**

La distribución de los campos que se producen en los bordes de una antena parche microstrip presenta los llamados *fringing effects*. Los campos se desbordan en los bordes de la antena formando las líneas de campo apreciables en las siguientes imágenes.



**Figura 2.2.2: Líneas de campo provocadas por fringing effect. [2][6]**

Este efecto dependerá tanto de la frecuencia de operación como del sustrato empleado, debido a que se va a manifestar en el medio que rodea la antena, es decir, el aire y el sustrato. Al producirse este efecto en dos medios distintos (aire y sustrato) la distribución de campos será distinta debido a que cada medio tiene una permitividad eléctrica diferente. [2]

Para evitar la existencia de dos permitividades eléctricas diferentes, se define un nuevo parámetro, la permitividad eléctrica efectiva  $\epsilon_{eff}$ , combinando ambas permitividades eléctricas.

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left( 1 + 12 \frac{H}{W} \right)^{-1/2} \quad (2.1)$$

Donde  $\epsilon_r$  es la permitividad eléctrica del sustrato,  $H$  el grosor del sustrato y  $W$  la anchura del parche microstrip, calculada previamente mediante la siguiente expresión:

$$W = \frac{c}{2f} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{\lambda}{2} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.2)$$

Donde  $c$  corresponde a la velocidad de la luz en el vacío.

Debido a los efectos provocados por los campos de desbordamiento (*fringing fields*) o *fringing effects*, la antena parche microstrip es eléctricamente mayor que sus dimensiones físicas, por lo que se deberá realizar un ajuste en la medida obtenida para la longitud de la antena. Dicho ajuste se calculará mediante la siguiente expresión. [6]

$$\Delta L = 0.412H \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left(\frac{W}{H} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \left(\frac{W}{H} + 0.8\right)} \quad (2.3)$$

Para calcular la longitud real de la antena se empleará la siguiente ecuación. [5]

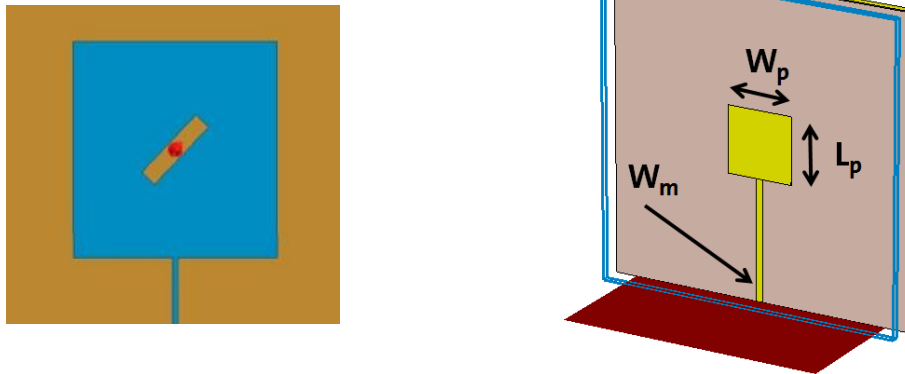
$$L = L_r - 2\Delta L = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2\Delta L \quad (2.4)$$

### 2.3. Métodos de alimentación de antenas parche microstrip

El modo en que una antena parche microstrip es alimentada determinará el ancho de banda de trabajo, la dirección de los campos radiados, la eficiencia, la facilidad para su fabricación y su robustez. Existen cuatro métodos de alimentación fundamentales: *edge-fed patches* (alimentación desde el borde), *probe-fed patches* (alimentación mediante sonda), *aperture-coupled patches* (acoplamiento mediante apertura) y *proximity-coupled patches* (acoplamiento por proximidad). A su vez, pueden agruparse en dos grupos más simples: alimentación directa o por contacto directo (*edge-fed* y *probe-fed*) y alimentación sin contacto o indirecta (*aperture-coupled* y *proximity-coupled*). [1]

#### 2.3.1. Edge-fed (Alimentación desde el borde)

Uno de los primeros métodos empleados, básicamente se trata de alimentar la antena parche microstrip mediante una línea de alimentación unida al borde de la misma, haciendo contacto directo con la antena. En la siguiente imagen se puede apreciar un esquemático de una antena parche empleando este método de alimentación.



*Figura 2.3.1: Ejemplos de edge-fed patches. [7]*

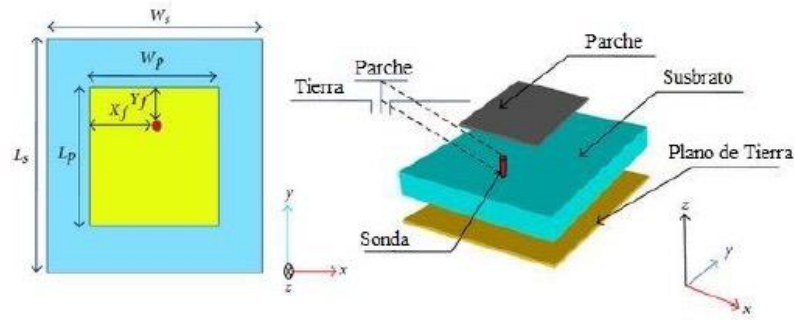
Una de las principales ventajas de este método de alimentación es su facilidad para su fabricación, debido a que la antena y la red de alimentación puede fabricarse en una única pieza. Esta es la razón de que muchas aplicaciones que emplean antenas parche microstrip, se hayan implementado empleando este tipo de alimentación. [1]

Además, es relativamente sencillo controlar la impedancia de entrada en estos tipos de parches, desde una alta impedancia ( $150\text{--}250\ \Omega$ ); si se sitúa el punto de contacto en el borde de la antena, a una baja impedancia (unos pocos  $\Omega$ ) si el punto de contacto se sitúa próximo al centro, implementando una fina apertura en el parche microstrip. Al formar la red de alimentación y la antena parche una única pieza, la eficiencia de la antena es considerablemente alta, aproximadamente del 90%, si las ondas de superficie generadas son bajas. [1]

A pesar de sus múltiples ventajas, presenta ciertas desventajas a tener en cuenta. Debido a que la red de alimentación está en contacto directo con la antena formando, además, una única pieza, la red de alimentación actuará como un radiador, generando radiación espuria de nivel considerable. [1]

### 2.3.2. *Probe-fed patches* (alimentación mediante sonda)

Este método de alimentación, introducido en la década de 1970, consiste en alimentar mediante una sonda de radio  $r$  que atraviesa el plano de masa y el sustrato hasta hacer contacto con el parche microstrip [1]. En la imagen mostrada a continuación, se pueden apreciar dos vistas de un esquemático de un parche microstrip alimentado mediante esta técnica.



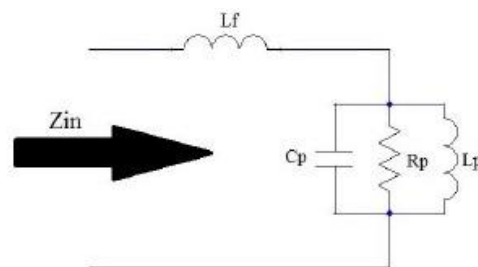
**Figura 2.3.2: Dos vistas de un esquemático de un parche probe-fed. [2][8]**

Habitualmente, la sonda empleada o pin, suele ser el conductor interior de un conector coaxial. Por este motivo, esta técnica de alimentación habitualmente se conoce como *coaxial feed* o alimentación mediante coaxial. De igual manera que en un parche *edge-fed*, el punto de contacto determinará la impedancia de entrada de la antena parche microstrip, obteniendo una alta impedancia si se sitúa cerca de los bordes de la antena y obteniendo una baja impedancia situándolo próximo al centro de la antena. [1]

Esta técnica de alimentación tiene algunas ventajas clave. La primera, es que la red de alimentación, en la que pueden encontrarse desfases o filtros, se encuentra aislada de los elementos radiantes, debido a la presencia del plano de masa, que se encuentra entre ellos. De este modo, se minimiza la posible radiación espuria radiada por la red de alimentación. De hecho, de entre todas las técnicas de alimentación de una antena parche microstrip, la alimentación mediante sonda por contacto directo demuestra ser la más eficiente de todas debido, precisamente, a esa separación entre la red de alimentación y los elementos radiantes y a que existe contacto directo entre la red de alimentación y la antena parche. [1]

Las antenas parche alimentadas mediante esta técnica presentan problemas similares a los parches *edge-fed*, como el bajo ancho de banda. La sonda empleada para acoplar la potencia al parche puede generar una componente contrapolar de valor considerable si se emplean sustratos relativamente gruesos, debido a la impedancia de la antena toma una naturaleza más inductiva. Además, debido a que la antena ya no está implementada en una única capa, su fabricación se complica. [1]

Para los dos métodos por contacto directo, la antena parche se modela mediante un circuito RLC mientras que la alimentación se modela como una inductancia, tal y como se puede apreciar en la siguiente imagen. [1]

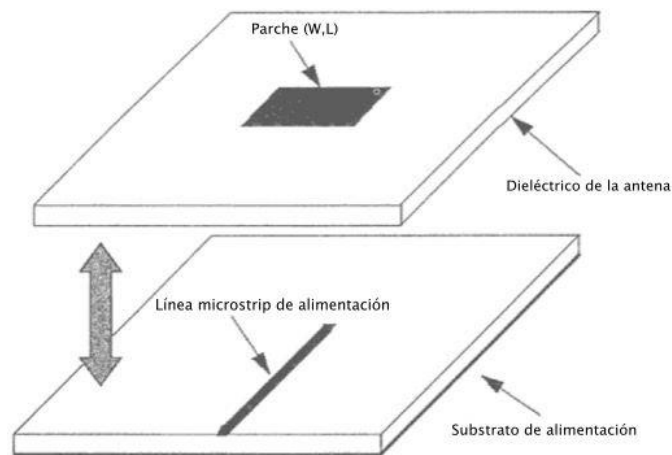


**Figura 2.3.3: Circuito equivalente de un parche alimentado por contacto directo. [1]**

### 2.3.3. Proximity coupled patches (acoplamiento por proximidad)

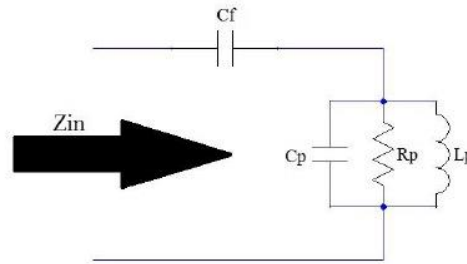
Esta técnica de alimentación sin contacto directo fue creada para solucionar las limitaciones de los parches alimentados por contacto directo. Consiste básicamente en un sustrato con plano de masa en el cual se encuentra la línea microstrip de alimentación, terminada en circuito abierto. Encima de esa capa de sustrato, se encuentra otra lámina de sustrato que soporta la antena parche microstrip. [1]

Obviamente, no habrá plano de masa en esta segunda capa de dieléctrico para no aislar completamente la alimentación, debido a que la potencia debe acoplarse electromagnéticamente, contrariamente a lo que sucede con el contacto directo. Por esta razón, a esta técnica de alimentación de antenas parche microstrip suele denominarse como *electromagnetically coupled patch antenna* (antena parche alimentada electromagnéticamente) [1]. En la siguiente imagen, se puede observar un esquemático de una antena parche alimentada mediante esta técnica.



**Figura 2.3.4: Esquemático de un parche acoplado por proximidad. [1]**

Un atributo clave de los parches alimentados por proximidad es que el mecanismo de acoplamiento tiene naturaleza capacitiva, a diferencia de los parches alimentados por contacto directo, cuya alimentación tenía una naturaleza predominantemente inductiva. Esta es una característica de los parches alimentados sin contacto directo. Esta diferencia afecta directamente al ancho de banda obtenible, debido a que el acoplamiento inductivo de las técnicas de alimentación por contacto directo limita en gran medida el ancho de banda. El ancho de banda de un parche alimentado por proximidad es inherentemente mayor que el de los parches alimentados por contacto directo [1]. La naturaleza capacitiva de esta técnica se representa en el circuito equivalente de la figura mostrada a continuación.



**Figura 2.3.5: Circuito equivalente de un parche alimentado por proximidad. [1]**

Los análisis de onda completa no son difíciles de desarrollar para un parche alimentado por proximidad debido a que no hay discontinuidad de corriente entre la red de alimentación y el elemento radiante. [1]

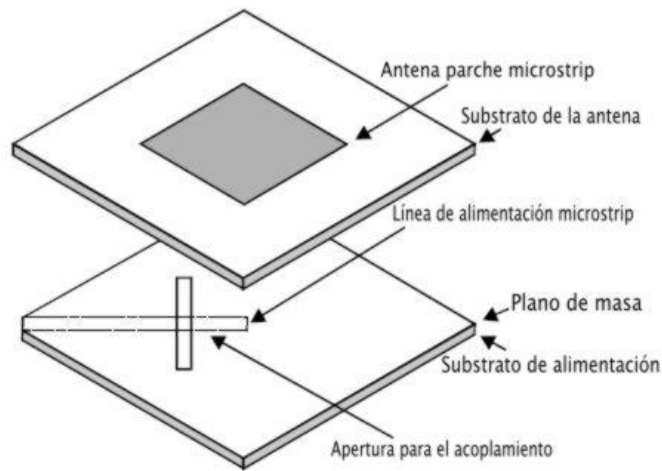
A pesar de sus ventajas, esta técnica de alimentación de antenas parche microstrip presenta ciertas desventajas. La primera es que las capas de alimentación y de antena no son completamente independientes, ya que la potencia debe ser acoplada de manera eficiente a la antena. Por ello, esta clase de parches suelen presentar niveles relativamente altos de radiación espuria, aunque no tan alto como en un parche *edge-fed*. Además, al ser un desarrollo multicapa, el empleo de procesos de alineamiento es muy importante. [1]

En su fabricación se pueden formar pequeñas cavidades con aire que pueden afectar al acoplo de potencia, por lo que se debe tener en cuenta a la hora de su fabricación. [1]

#### 2.3.4. *Aperture coupled patches (acoplamiento por apertura)*

La alimentación por apertura o ranura es otro método de alimentación sin contacto directo, fruto de las limitaciones de la alimentación por contacto directo. Se trata, como en la técnica de acoplo por proximidad, de dos láminas de sustrato en las que se coloca la red de alimentación y la antena, pero, en esta ocasión, las láminas se encuentran aisladas por un plano de masa. El acoplo se realiza mediante una apertura o slot en el plano de masa que separa ambas láminas de sustrato. La línea de alimentación microstrip puede terminarse tanto en un circuito abierto como en un circuito cerrado. Los parches alimentados por apertura son, probablemente, los más empleados en el mercado hoy en día [1]. En la siguiente imagen puede observarse un esquemático de un parche alimentado por apertura, con la línea microstrip de alimentación terminada en circuito abierto.





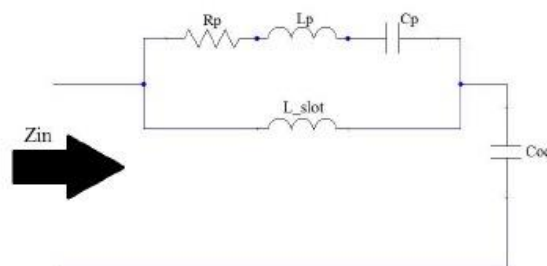
**Figura 2.3.6: Esquemático de un parche alimentado por apertura con línea de alimentación terminada en circuito abierto. [9]**

Esta técnica de alimentación tiene ciertas ventajas sobre otras técnicas de acoplo sin contacto directo y, por supuesto, sobre técnicas de alimentación con contacto directo. Primero, a diferencia de los parches *edge-fed* y los parches alimentados por proximidad, existe cierta independencia entre las láminas de sustrato, debido a la presencia del plano de masa que las separa. Esta independencia no es total, pero sirve para realizar una aproximación de primer orden. Además, las antenas parche microstrip alimentadas mediante esta técnica son idóneas para su integración con componentes activos. [1]

A diferencia de los parches alimentados por sonda, esta técnica no requiere de conectores verticales entre la red de alimentación y la antena, por lo que los procesos de fabricación se simplifican considerablemente. [1]

No obstante, los parches alimentados mediante apertura presentan ciertas limitaciones. Al igual que otras técnicas multicapa, se deben emplear procesos avanzados para garantizar el correcto alineamiento de ambas capas, ya que un mal alineamiento puede afectar al funcionamiento de la antena. Además, tal y como sucede en otros desarrollos multicapa, se pueden generar pequeñas cavidades con aire en la unión de ambas capas que modifiquen la impedancia de la antena, especialmente a altas frecuencias. [1]

El circuito equivalente de un parche alimentado con esta técnica se muestra en la siguiente imagen.



**Figura 2.3.7: Circuito equivalente de un parche alimentado mediante apertura. [2] [1]**

Tal y como se puede apreciar en la imagen, en esta ocasión, el parche microstrip actúa como una carga para la apertura y al final termina en un circuito abierto, modelado por la capacidad. Se podría considerar que es el equivalente magnético del circuito equivalente de una solución alimentada por contacto directo. Por esta razón, las antenas parche alimentadas por apertura suelen presentar un ancho de banda similar a los parches alimentados por contacto directo, aunque es relativamente sencillo mejorar el ancho de banda. [1]

### 2.3.5. Resumen y comparación

En la siguiente tabla se muestra una tabla comparativa entre las distintas técnicas descritas en este capítulo.

TÉCNICA DE ALIMENTACIÓN	VENTAJAS	INCONVENIENTES
<i>EDGE-FED</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Fácil fabricación</li> <li>• Fácil control de la impedancia</li> <li>• Eficiencia alta</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Radiación espuria alta</li> <li>• Ancho de banda estrecho</li> </ul>
<i>PROBE-FED</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Radiación espuria minimizada gracias al aislamiento de la red de alimentación y la antena</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Fabricación compleja</li> <li>• Altos niveles de polarización cruzada</li> </ul>
<i>PROXIMITY COUPLED</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Acoplamiento capacitivo</li> <li>• Mayor ancho de banda</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Problemas de alineamiento</li> <li>• Radiación de espurios alta (no tanto como con <i>edge-fed</i>)</li> <li>• Imperfecciones en la unión</li> </ul>
<i>APERTURE COUPLED</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Cierta independencia de las capas</li> <li>• Fabricación simple</li> <li>• Adecuadas para implementación junto con elementos activos</li> <li>• Sencilla mejora del ancho de banda</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Ancho de banda estrecho</li> <li>• Problemas de alineamiento y en la unión entre capas</li> <li>• Eficiencia ligeramente más baja que con <i>edge-fed</i></li> </ul>

**Tabla 2.3.1: Comparativa entre las distintas técnicas de alimentación.**

### 3. CAPÍTULO 3: GENERACIÓN DE POLARIZACIÓN CIRCULAR CON ANTENAS PARCHE MICROSTRIP

En este capítulo se presentarán diferentes métodos para la obtención de polarización circular empleando antenas parche microstrip.

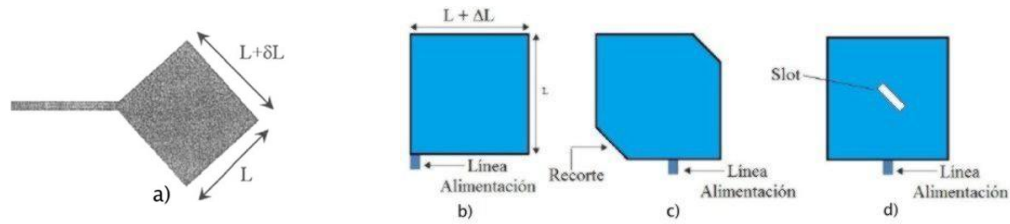
#### 3.1. Introducción

Una de las ventajas de las antenas parche microstrip es la facilidad con la que se puede generar polarización circular empleando este tipo de antenas. Hay tres métodos principales para conseguir polarización circular con antenas parche microstrip: **single feed** (alimentación única), **dual feed** (doble alimentación) y **synchronous subarrays** (empleando arrays síncronos). [1]

Como ya se mencionará en el quinto capítulo, cabe diferenciar el ancho de banda de impedancia del **ancho de banda de polarización circular**. El ancho de banda de polarización circular habitualmente se mide a las frecuencias a las que el *axial ratio* es menor a 3 dB, mientras que el ancho de banda de impedancia se mide a las frecuencias a las que la respuesta en potencia de la antena disminuye 10 dB con respecto del valor máximo, obtenido a la frecuencia de operación.

#### 3.2. Single Feed Method (Método de alimentación única)

Como ya se ha mencionado polarización circular se obtiene cuando dos modos idénticos y ortogonales son excitados con una diferencia de fase de  $90^\circ$  entre ellos. Para lograr esto con una antena parche microstrip alimentada con una única línea de alimentación, basta con alimentar una de las diagonales de la antena parche rectangular. De este modo, se consigue excitar dos modos idénticos y ortogonales. Para lograr la diferencia de fase de  $90^\circ$ , un modo debe ser perturbado ligeramente con respecto al otro. Para ello, hay múltiples opciones: hacer que una de las dimensiones de la antena sea ligeramente mayor que la otra o introducir deformaciones en el parche. Estas deformaciones pueden ser recortes en las esquinas del parche, introducir unas pequeñas ranuras en los bordes o colocar un *slot* en el parche. El objetivo es ajustar ligeramente la frecuencia de resonancia de uno de los modos con respecto al otro para obtener la diferencia de fase de  $90^\circ$  entre ellos [1]. En las siguientes imágenes se pueden apreciar varios ejemplos de este tipo de configuraciones.



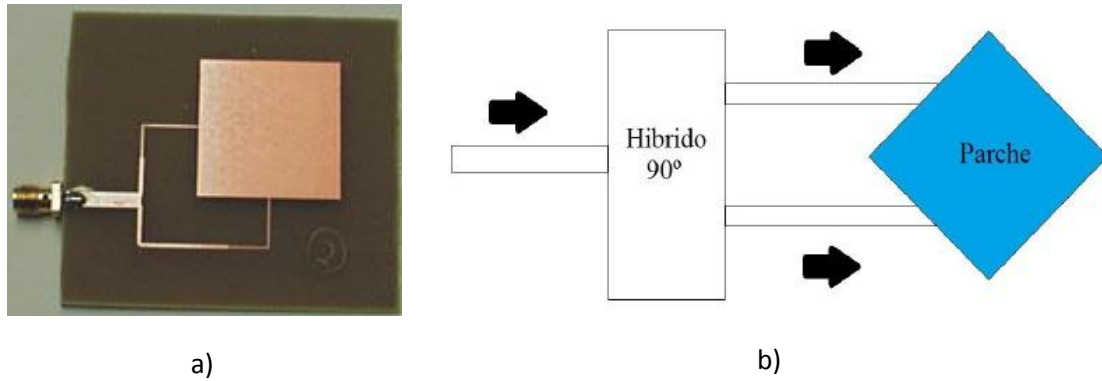
**Figura 3.2.1: Distintas configuraciones posibles del método de alimentación única (single feed method). [1][2]**

En la imagen a) y b) se pueden apreciar parches en los que se ajusta ligeramente una de las dimensiones para lograr el desfase de  $90^\circ$ . En las imágenes c) y d), se añaden deformaciones al parche para lograr el desfase de  $90^\circ$  deseado: en la primera de ellas se recortan las esquinas del parche y en la segunda se añade un *slot*. Obviamente, se pueden emplear en conjunto con esta técnica, cualquiera de las técnicas de alimentación mencionados en el capítulo tres. Así, podríamos tener un parche microstrip alimentado desde la diagonal, empleando alimentación por ranura, por ejemplo.

A pesar de su sencillez, este método presenta un problema muy importante a considerar: el ancho de banda de la polarización circular es extremadamente estrecho, típicamente una fracción del ancho de banda de impedancia. El problema está en que conseguir que la diferencia de fase de  $90^\circ$  en un rango amplio de frecuencias es complicado, debido a la rapidez con la que varía la impedancia de una antena parche microstrip, alrededor de la frecuencia de resonancia. [1]

### 3.3. Dual feed method (Método de Alimentación doble)

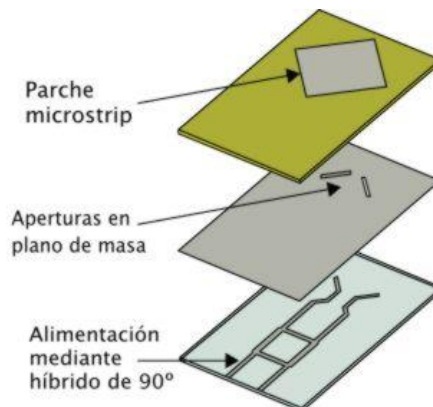
Este método es, probablemente, el más común y el más simple para generar polarización circular en una antena parche microstrip. Consiste en emplear dos líneas de alimentación, alimentando el parche microstrip por dos puntos distintos, asegurándose que una de las líneas introduzca un desfase de  $90^\circ$  con respecto a la otra. Una de las maneras más simples y efectivas de implementar esta técnica es emplear un divisor híbrido en cuadratura, que tiene dos salidas desfasadas  $90^\circ$  entre ellas [1]. En las siguientes imágenes se pueden apreciar el esquemático básico y diseño real de este tipo de parches.



**Figura 3.3.1: a) Ejemplo de parche microstrip rectangular polarizado circularmente con doble alimentación. b) Esquema básico de la técnica dual feed. [10][1][2]**

Una de las principales ventajas de este método en comparación con el de alimentación única es un mayor ancho de banda de polarización circular, comparable al ancho de banda de impedancia obtenible.

Debido a la configuración asimétrica de este método y a la generación de radiación espuria por la red de alimentación, el *axial ratio* obtenido en soluciones alimentadas por contacto directo (sobre todo soluciones *edge-fed*), se degrada. Por esta razón, se suele optar por soluciones de acoplo por apertura o incluso mediante sonda [1]. En la siguiente imagen se observa un esquema básico de una solución *dual feed*, con alimentación por apertura.



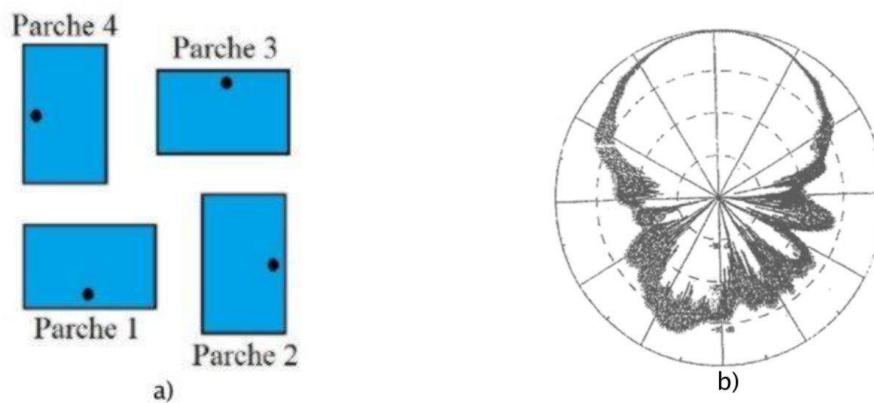
**Figura 3.3.2: Esquema básico de parche polarizado circularmente mediante dual feed y alimentación por ranura. [11]**

### 3.4. Synchronous Subarrays (Subarrays síncronos)

Este es el método con el que se podrá conseguir el mayor ancho de banda de polarización circular y el *axial ratio* más bajo. Consiste en colocar un cierto número de parches, rotados espacialmente cierto ángulo. El ángulo de rotación dependerá del número de parches del subarray [1]. Por ejemplo, si disponemos de un subarray de 5 elementos, el ángulo de rotación valdrá para cada uno de los parches:

1.  $0^\circ$
2.  $72^\circ$
3.  $144^\circ$
4.  $216^\circ$
5.  $288^\circ$

Además de la rotación espacial de los parches, los puntos de alimentación también deben colocarse rotados  $90^\circ$  de manera secuencial. Son habituales los desarrollos con cuatro antenas parche, con  $90^\circ$  de rotación secuencial, aunque, lo más importante es que haya simetría espacial con respecto al centro de la estructura. Así, se podrían considerar otras configuraciones de tres o incluso cinco elementos, como el descrito en líneas superiores [1]. En las siguientes imágenes puede apreciarse un esquema básico de una configuración de cuatro elementos y el *axial ratio* obtenido.



**Figura 3.4.1: Esquemático de subarray síncrono de 4 elementos y el *axial ratio* obtenido con esta configuración. [1][2]**

En la imagen b) puede apreciarse el buen *axial ratio* que se obtiene en el rango de  $\pm 45^\circ$ .

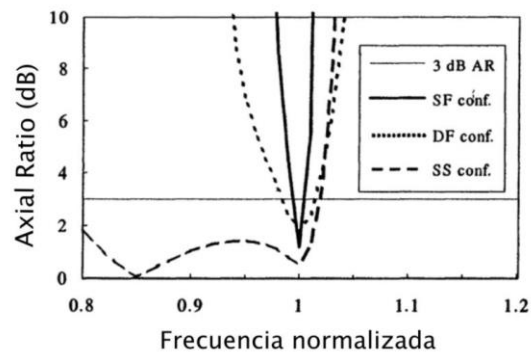
La gran desventaja que presenta la configuración en subarray síncrono, es su tamaño eléctrico, lo que puede provocar la aparición de *grating lobes*.

Podría ser posible implementar una solución de este tipo en un único parche, incorporando cuatro puntos de alimentación, rotados secuencialmente, aunque, presenta múltiples limitaciones. [1]

### 3.5. Comparación de las técnicas

A continuación, se muestra una comparación del *axial ratio* obtenido con cada una de las tres técnicas presentadas. Para ello, se ha empleado un sustrato dieléctrico con una constante dieléctrica alta ( $\epsilon_r = 10.2$ ), elegida deliberadamente para resaltar las limitaciones del método de alimentación única. En la siguiente imagen se muestra una gráfica del *axial ratio* sobre la frecuencia normalizada (normalizada sobre la frecuencia de resonancia) en la que se puede apreciar el buen rendimiento en este aspecto que ofrece la técnica del subarray síncrono

y las limitaciones en ancho de banda de polarización circular de la técnica de alimentación única.  
[1]



**Figura 3.5.1: Comparativa de las tres técnicas de obtención de polarización circular con parches microstrip.** [1]

## 4. CAPÍTULO 4: FUNDAMENTOS SOBRE AGRUPACIONES DE ANTENAS

En este capítulo se presentarán conceptos básicos sobre agrupaciones de antenas, para lograr entender el desarrollo de este proyecto en su totalidad. Se explicará de forma breve qué es una agrupación de antenas y su finalidad. También se particularizará para el caso de antenas parche microstrip y se presentarán distintos métodos de alimentación para una agrupación de parches microstrip.

### 4.1. Introducción

Como ya hemos visto en anteriores capítulos, las antenas parche microstrip tienen una directividad media (sobre los 8 dB). Pero a menudo se encuentran aplicaciones que exigen de un valor de directividad mayor. En esas aplicaciones en las que son necesarias directividades elevadas, las dimensiones eléctricas de la antena parche microstrip a emplear se hacen muy grandes. [12]

Además, aunque puede obtenerse cualquier diagrama de radiación siempre y cuando la distribución de corriente sea la adecuada, es obvio que no se puede aplicar cualquier distribución de corriente a cualquier tipo de antena, debido a las condiciones de contorno que introducen en las Ecuaciones de Maxwell. [12]

Todos estos problemas pueden ser solucionados integrando múltiples antenas en una agrupación. Junto a la distribución de corriente empleada y a los desfases introducidos a cada elemento, se puede obtener el diagrama deseado, además de que la directividad de la antena mejorará [12]. Una agrupación o *array* de antenas es un sistema radiante formado por varias antenas colocadas de forma periódica y de tamaño, habitualmente, idéntico, que radian o reciben simultáneamente. El objetivo de una agrupación de antenas es simular antenas de grandes dimensiones o distribuciones de corriente difícilmente obtenibles empleando una única antena. [2][12]

### 4.2. Teoría básica de funcionamiento

Se tiene un conjunto de  $N$  antenas iguales equiespaciadas una distancia  $d$  y alineadas en el eje  $z$ . Cada antena se alimenta con corrientes  $I_n$ , donde  $n = 0, 1, \dots, N - 1$ . Cada antena está situada en la posición  $z'_n = nd$ . En tal caso, la distribución de corrientes de la agrupación será: [12]

$$\vec{J}(\vec{r}') = \vec{J}_0(\vec{r}') * \sum_{n=0}^{N-1} I_n \delta(\vec{r}' - nd\hat{z}) = \vec{J}_0(\vec{r}') * I(n) \quad (4.1)$$



El vector de radiación de la agrupación es la transformada de Fourier tridimensional de la distribución de corrientes: [12]

$$\vec{N}(\hat{r}') = TF_{3D}[\vec{J}(\hat{r}')] = \vec{N}_0(\hat{r}) \cdot TF_{3D}[I(n)] \quad (4.2)$$

Desarrollando la expresión anterior y considerando que: [12]

$$I_n = a_n e^{jn\alpha} \quad (4.3)$$

Donde  $\alpha$  es la **fase progresiva** de las alimentaciones de cada antena. El vector de radiación queda de la siguiente manera: [12]

$$\vec{N}(\hat{r}) = \vec{N}_0 \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(kd \cos \theta + \alpha)} \quad (4.4)$$

Donde: [12]

$$kd \cos \theta = k_z d = \omega_z \quad (4.5)$$

Para simplificar los cálculos, la expresión anterior suele escribirse en función de un ángulo eléctrico  $\Psi$ :

$$\Psi = kd \cos \theta + \alpha \quad (4.6)$$

Tal y como se puede apreciar, el diagrama de radiación de la agrupación resulta ser el diagrama de radiación de la antena básica, multiplicado por un factor que tiene en cuenta la interferencia de las N ondas generadas por las N antenas de la agrupación. A este factor se le denomina **factor de agrupación**. [12]

#### 4.2.1. Factor de agrupación

El factor de agrupación se define, por tanto, del siguiente modo: [12]

$$FA(\Psi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn\Psi} \quad (4.7)$$

El factor de agrupación es una función del ángulo  $\Psi$ , de periodo  $2\pi$  y los coeficientes de su serie de Fourier dependen únicamente de los coeficientes de la alimentación. [12]

Como el ángulo  $\theta$ , que indica la dirección de radiación en el espacio, sólo toma valores reales entre 0 y  $\pi$ , se define el *margen visible* de la agrupación, que es el intervalo de valores que puede tomar el ángulo  $\Psi$ : [12]

$$\Psi \in [-kd + \alpha, kd + \alpha] \quad (4.8)$$

En la siguiente imagen se puede apreciar una representación gráfica del margen visible, de una agrupación de antenas dipolo.

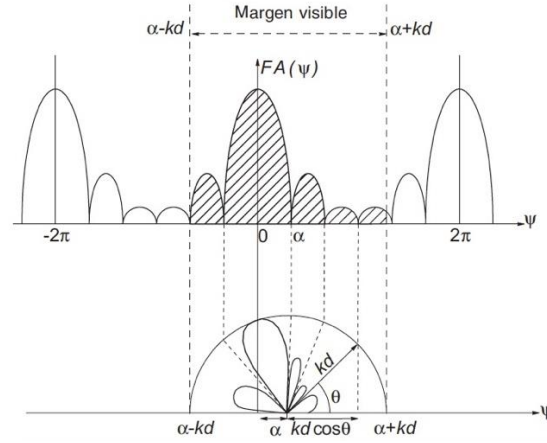


Figura 4.2.1: Representación gráfica del margen visible. [12]

#### 4.2.2. Grating Lobes

Tal y como se ha mencionado en el apartado anterior, el factor de agrupación es una función periódica de periodo  $2\pi$ , si el máximo está en  $\Psi_{m\acute{a}x}$ , existen máximos periódicos en los múltiplos enteros de  $2\pi$  [12]. De este modo, se tiene que:

$$\Psi = 2m\pi + \Psi_{m\acute{a}x} \quad (4.9)$$

Si estos máximos están dentro del margen visible, aparecerán varios máximos de radiación en el espacio real. [12]

$$kd + \alpha \geq 2\pi \quad \text{ó} \quad -kd + \alpha \leq 2\pi \quad (4.10)$$

A estos máximos de radiación se denominan **grating lobes**. Su existencia depende de la relación entre la separación entre antenas y la longitud de onda y la fase progresiva  $\alpha$ . [12]

Si se aumenta la distancia de separación entre antenas, aumentará el margen visible y se reducirá el ancho de haz. Además, si el espaciado es suficientemente grande, aparecerán **grating lobes** [12]. Este fenómeno se puede apreciar en la siguiente imagen.

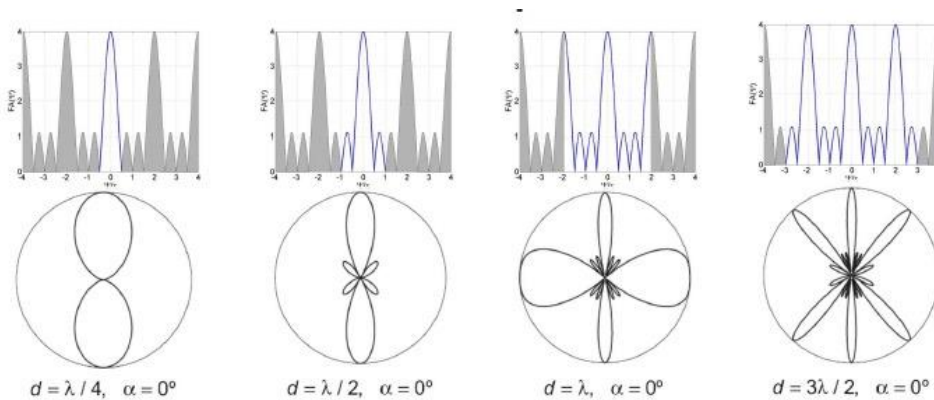
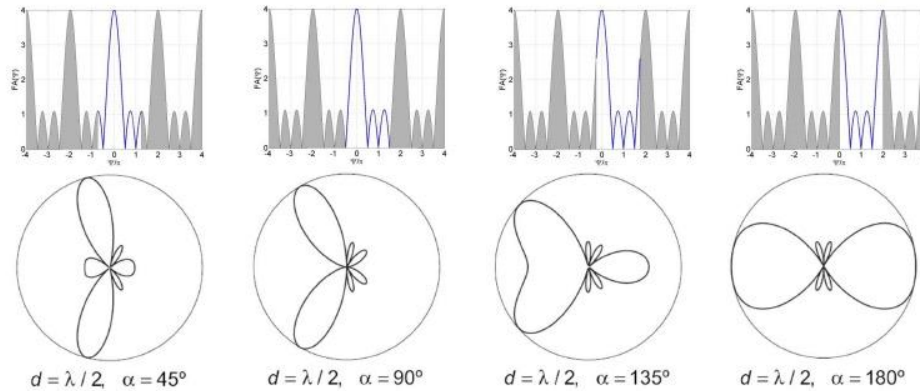


Figura 4.2.2: Representación del margen visible según la distancia de separación entre antenas. [12]

Además, si se varía la fase progresiva, el margen visible se desplazará y puede que aparezcan *grating lobes* [12]. Este fenómeno se puede observar en la siguiente imagen.



**Figura 4.2.3: Representación gráfica de la variación del margen visible según la fase progresiva. [12]**

Es de vital importancia evitar la aparición de *grating lobes*, ya que supondría que la agrupación estaría radiando en una dirección no deseada. En agrupaciones de antenas parche microstrip, una regla sencilla para que no aparezcan *grating lobes*, es separar las antenas parche aproximadamente  $0.6\lambda$ .

### 4.3. Agrupaciones de antenas parche microstrip

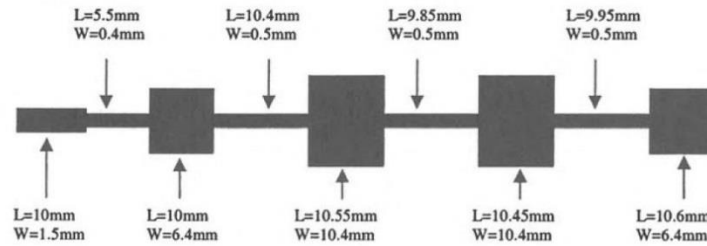
#### 4.3.1. Introducción

Como ya se ha mencionado en capítulos anteriores, una antena parche microstrip simple se considera una antena de ganancia baja a moderada, con ganancias de antena del orden de 5-8 dBi. En el mercado actual, muchas aplicaciones requieren de soluciones radiantes de mayor ganancia, por lo que se hace necesario implementar las antenas parche en agrupaciones o *arrays*. Una de las mayores ventajas de este tipo de antenas es su facilidad para ser integradas o combinadas en agrupaciones. [1]

En este capítulo, se presentarán algunas de las posibles configuraciones disponibles en la actualidad para implementar agrupaciones de antenas parche microstrip.

#### 4.3.2. Series Fed Arrays (Agrupación con alimentación en serie)

Una de las primeras configuraciones de una agrupación de antenas parche microstrip fue la agrupación con alimentación en serie. En esta solución, las antenas parche se conectan en serie entre sí a través de líneas de transmisión. En la siguiente imagen se puede observar un ejemplo de un diseño de array alimentado en serie. [1]



**Figura 4.3.1: Ejemplo de diseño de una agrupación en serie. [1]**

Las agrupaciones alimentadas en serie se han desarrollado en aplicaciones de guía de onda durante décadas, sin embargo, las aplicaciones en tecnología microstrip han demostrado ser las más flexibles. Esto se debe principalmente al hecho de que es relativamente fácil cambiar la impedancia de las líneas microstrip de alimentación entre las antenas, para conseguir la inclinación deseada. Este mismo efecto también puede conseguirse variando la anchura del parche microstrip. [1]

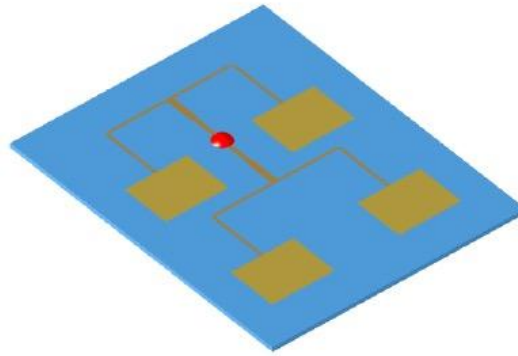
Las principales ventajas de las agrupaciones de antenas parche microstrip empleando este tipo de alimentación, son que la red de alimentación es mucho más sencilla y compacta, además de que las pérdidas introducidas por la red de alimentación son menores. [1]

No obstante, esta clase de configuraciones tienen ciertas desventajas. El principal problema es el estrecho ancho de banda de radiación, considerablemente más estrecho que el de los elementos microstrip por separado. [1]

A pesar de que a lo largo de los años se han desarrollado múltiples técnicas para mejorar el ancho de banda de impedancia de antenas parche microstrip individuales, implementar una agrupación de estas características reduce los grados de libertad y, por tanto, la flexibilidad de estos métodos. [1]

#### 4.3.3. *Parallel Fed Arryas* (Agrupaciones con alimentación en paralelo)

Las agrupaciones de parches microstrip con alimentación en paralelo es la configuración más común a la hora de implementar agrupaciones de antenas parche. A diferencia de las agrupaciones alimentadas en serie, en las agrupaciones alimentadas en paralelo cada elemento de la agrupación tiene su propia línea de alimentación, siendo independiente de las líneas de alimentación del resto de elementos [1]. En la siguiente imagen se puede apreciar un ejemplo de una agrupación con alimentación en paralelo.



**Figura 4.3.2: Ejemplo de array con alimentación en paralelo. [2]**

Cada una de las líneas de alimentación están conectadas entre sí mediante divisores de potencia. Esos divisores pueden ser divisores *t-junction*; como los de la figura, o divisores *Wilkinson*. Los divisores *Wilkinson* incluyen una resistencia entre los dos brazos de las dos líneas de la división. Los divisores *Wilkinson* ofrece un mejor aislamiento, pero añade complejidad al diseño e introduce mayores pérdidas. [1]

De entre todas las configuraciones de agrupaciones de antenas parche, la configuración en paralelo es la que ofrece un mayor ancho de banda, siendo, en algunos casos, incluso superiores a los de los elementos individuales que forman la agrupación. Dicho efecto puede atribuirse a la cancelación de reflexiones indeseadas dentro de la red de alimentación. [1]

#### 4.3.4. Comparativa entre ambas técnicas

A continuación, se muestra una tabla con las ventajas y desventajas de ambas técnicas de implementación de agrupaciones de antenas parche microstrip.

MÉTODO DE ALIMENTACIÓN	VENTAJAS	INCONVENIENTES
ALIMENTACIÓN EN SERIE	<ul style="list-style-type: none"> <li>Fácil diseño, red sencilla y compacta.</li> <li>Pérdidas reducidas.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Ancho de banda muy estrecho, incluso más que el de una antena parche individual.</li> <li>Técnicas de mejora de ancho de banda poco eficaces para este caso.</li> <li>Imperfecciones en la fabricación provocan un rendimiento pobre.</li> <li>Transmisión de energía no homogénea entre los elementos.</li> </ul>
ALIMENTACIÓN EN PARALELO	<ul style="list-style-type: none"> <li>Alimentación independiente</li> <li>Buen aislamiento entre las alimentaciones.</li> <li>Mayor ancho de banda.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Diseño más complejo, se requiere mayor número de líneas de transmisión.</li> </ul>

**Tabla 4.3.1: Tabla comparativa de ambas técnicas de implementación de un array de parches.**  
[2]

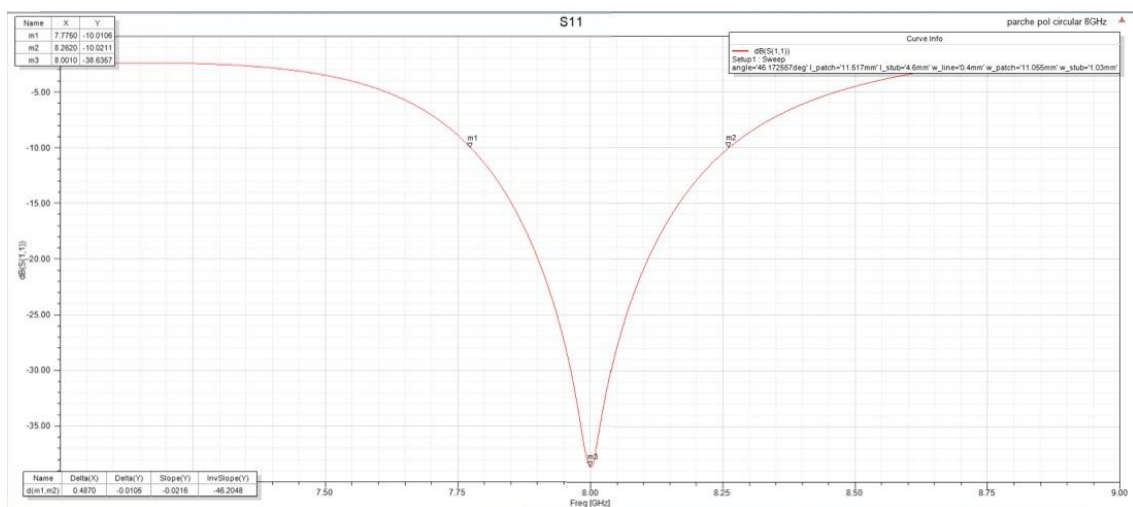
## 5. CAPÍTULO 5: MEJORANDO EL ANCHO DE BANDA DE LAS ANTENAS PARCHE MICROSTRIP

Uno de los principales problemas de las antenas parche microstrip es el estrecho ancho de banda que presentan. En este capítulo se presentarán algunos de los métodos existentes para mejorar el ancho de banda de una antena parche microstrip.

### 5.1. Introducción. Nociones básicas sobre el ancho de banda

Como ya se ha mencionado en anteriores capítulos, existen múltiples métodos para conseguir mejorar el ancho de banda de las antenas parche microstrip, uno de los mayores problemas que presentan este tipo de antenas. De hecho, es una de los temas más investigados en la historia de las antenas parche microstrip [1]. En este capítulo, se presentarán y explicarán algunos de los principales métodos para mejorar el ancho de banda de antenas parche microstrip.

En tecnología de antenas, el ancho de banda se define como el rango frecuencial en el que el rendimiento de la antena, con respecto a ciertas características, respeta un cierto estándar, considerándose el rendimiento ofrecido por la antena aceptable con respecto al ofrecido a la frecuencia central [6]. En tecnología de antenas, el ancho de banda se mide en las frecuencias a las que la respuesta empeora 10 dB con respecto al valor máximo, el cual se da a la frecuencia de operación. Debido a ello, se denomina **ancho de banda de impedancia** o **ancho de banda a menos 10 dB** ( $BW_{-10dB}$ ) [6][12]. En la siguiente imagen se puede apreciar el ancho de banda de una única antena parche microstrip diseñada para el array objeto de este proyecto.



**Figura 5.1.1: Ancho de banda de una antena parche microstrip con polarización circular medido sobre el  $S_{11}$ .**

En antenas polarizadas circularmente, el parámetro de *axial ratio* cobra importancia. Por ello, además del ancho de banda de impedancia o ancho de banda a menos 10 dB, en antenas polarizadas circularmente, existe el **ancho de banda de polarización circular** o *CP bandwidth* (*circular polarization bandwidth*), que indica el rango de frecuencias a las que la antena obtiene un valor de *axial ratio* por debajo de un estándar. En concreto, se mide a las frecuencias a las que el *axial ratio* es menor a 3 dB. [1]

Habitualmente, el ancho de banda de una antena parche microstrip, así como de otras antenas, se expresa en porcentaje, relacionándolo con la frecuencia de operación. Dicho ancho de banda porcentual se calcula del siguiente modo:

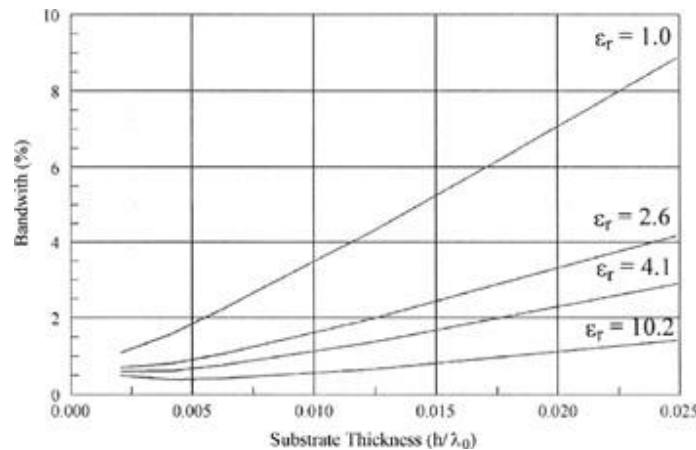
$$BW(\%)_{-10dB} = \frac{f_{\text{sup}(-10dB)} - f_{\text{inf}(-10dB)}}{f_c} \times 100 \quad (4.1)$$

En el caso del ancho de banda de polarización circular:

$$BW(\%)_{CP} = \frac{f_{\text{sup}(3dB)} - f_{\text{inf}(3dB)}}{f_c} \times 100 \quad (4.2)$$

## 5.2. Métodos intrínsecos

Tal y como ya se había mencionado en anteriores capítulos, y como se puede apreciar en la siguiente imagen, el ancho de banda de una antena parche microstrip está directamente relacionado con el grosor del sustrato dieléctrico empleado, así como con la constante dieléctrica del mismo.



**Figura 5.2.1: Relación entre el ancho de banda, el grosor del sustrato y la constante dieléctrica del mismo. [13]**

En la imagen se aprecia claramente que, a mayor grosor de sustrato, mayor es el ancho de banda en el que la antena parche trabaja correctamente. Además, puede apreciarse que cuanto más cercana a uno es la constante dieléctrica del sustrato (es decir, cuanto más cercana es a la del vacío), mayor será el ancho de banda en el que la antena trabaja correctamente. [1]



Debido a ello, un método para aumentar el ancho de banda de una antena parche microstrip es aumentar el grosor del sustrato dieléctrico empleado lo máximo posible. Esta técnica no puede emplearse ilimitadamente, debido a que tiene varios factores limitantes. Uno de ellos es la naturaleza inductiva de la alimentación de la antena. A medida que se aumenta el grosor del sustrato, la inductancia de la línea de alimentación de la antena aumenta, lo cual hace que la impedancia de la antena parche microstrip tenga un estado más inductivo. [1]

En aplicaciones *edge-fed* (antenas parche alimentadas desde el borde del parche), este método para aumentar el ancho de banda no es recomendable. La principal razón para ello es que, al aumentar el grosor del sustrato, la red de alimentación empieza a contribuir a la potencia radiada, lo que supone radiación espuria. Al aumentar el grosor del sustrato y disminuir la constante dieléctrica del mismo, la línea de alimentación crece en anchura y el parche microstrip disminuye su tamaño. Todo ello conlleva a que el parche contribuya cada vez menos con la potencia radiada. Este fenómeno se acentúa a altas frecuencias. [1]

En aplicaciones *probe-fed* (antenas parche alimentadas por sonda), aparecen problemas relacionados con la radiación, pero los efectos no son tan severos como el fenómeno mencionado en líneas superiores. En este tipo de aplicaciones, aumentar el grosor del sustrato hace que la sonda se comporte como un monopolo ya que, al aumentar el grosor del sustrato, la longitud de la sonda debe aumentar en la misma medida. Esto provoca que la componente contrapolar (*cross-polar*) aumente considerablemente en el plano H. [1]

### 5.3. Parches parásitos acoplados horizontalmente

Del inglés *Horizontally Coupled Parasitic Patches*, es una técnica para aumentar el ancho de banda introducida en la década de 1980. Esta técnica consiste en que, si la frecuencia de resonancia de cada parche acoplado es ligeramente diferente a la del parche alimentado, el ancho de banda combinado del sistema será mayor [1]. Se trata de acoplar de forma parásita, varias antenas parche microstrip en el mismo plano, por tanto, de colocar antenas parche microstrip lo suficientemente cerca del alimentado y cuya frecuencia resonante sea ligeramente diferente a la suya. De este modo, las respuestas en frecuencia de todos los elementos se combinan lo que provoca una mejora en el ancho de banda.

En la siguiente imagen se puede apreciar un diseño empleando esta técnica para mejorar el ancho de banda.

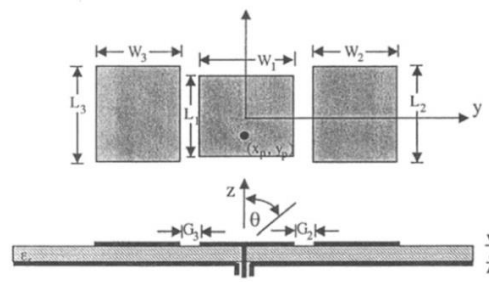


Figura 5.3.1: Ejemplo de diseño de antenas parche parásitas acopladas horizontalmente [1]

## 5.4. Stacked Patches (Parches Apilados)

### 5.4.1. Introducción

Como ya se ha mencionado en capítulos anteriores, una de las principales limitaciones de una antena parche microstrip con alimentación por contacto directo es el bajo ancho de banda obtenible. Una posible solución para mejorar el ancho de esta clase de parches es acoplar verticalmente, de forma parásita, otro parche microstrip al parche alimentado. Así, las respuestas de los parches se combinan, aumentando así el ancho de banda. Hoy en día, pueden alcanzarse anchos de banda de más del 25%. Esta técnica puede realizarse tanto con parches rectangulares como con parches circulares y en anillo. [1]

### 5.4.2. Stacked Rectangular Patches (Parches rectangulares apilados)

En la siguiente figura, se puede apreciar un esquemático de un diseño mediante dos parches apilados, con el punto de alimentación en el borde de uno de los parches.

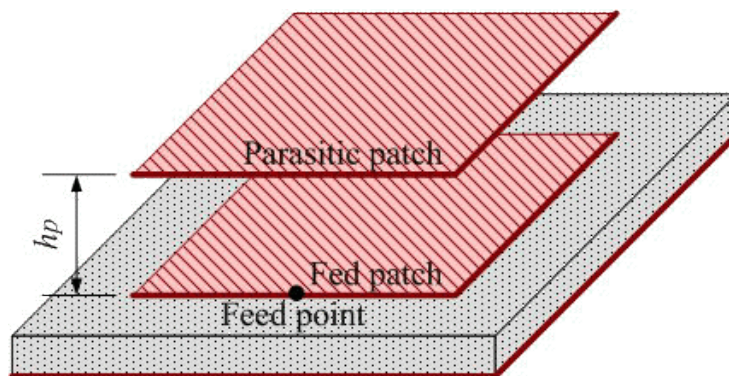


Figura 5.4.1: Esquemático de dos parches rectangulares apilados. [14]

En la siguiente imagen se presenta el esquemático de una solución *stacked patches*, con parches rectangulares, alimentada por sonda (*probe-fed*).

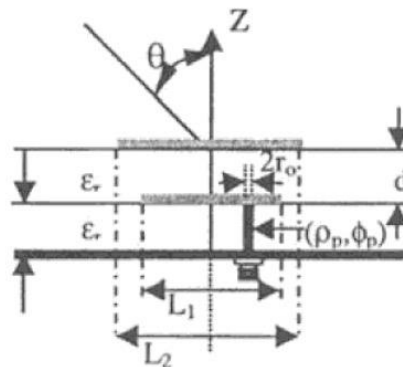


Figura 5.4.2: Dos parches rectangulares apilados alimentados por sonda. [1]

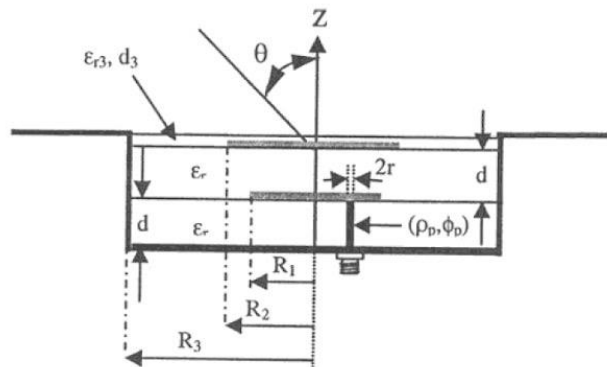
En el diseño presentado en la figura, empleando un sustrato con una constante dieléctrica de  $\epsilon_r = 2.2$  y un grosor  $h = 0.127mm$ , y parches de dimensiones 12.5mm de ancho por 13.5 de largo; para el parche alimentado y 16mm de ancho y 15mm de largo para el parche apilado, se obtiene un ancho de banda de hasta el 26%. Se mejora, por tanto, de manera considerable el ancho de banda de un parche simple alimentado por sonda [1].

Al tratarse de parches alimentados por contacto directo, el grosor del sustrato toma un papel importante a la hora de determinar el ancho de banda máximo obtenible. Cuanto más grueso es el sustrato, menos capacitiva es la impedancia del parche microstrip. Pero, si se hace el sustrato demasiado grueso, la impedancia total tomará una naturaleza inductiva, lo que limitará el ancho de banda obtenible. [1]

#### 5.4.3. Cavity Backed Stacked Patches (Parches apilados sobre cavidad)

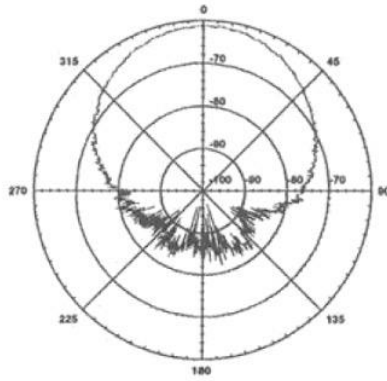
Una solución para solucionar la radiación hacia atrás, incrementando así la eficiencia de la antena al eliminar las ondas de superficie generadas, es implementar el diseño sobre una cavidad metálica, encerrando el plano de masa en ella. Las antenas con parches apilados sobre cavidad metálica tienen características similares a un parche alimentado por sonda (*probe-fed*), siempre y cuando las paredes de la cavidad estén lo suficientemente alejadas a los bordes del parche. Una regla simple para cumplirlo sería colocar las paredes de la cavidad a una distancia mayor a  $0.2\lambda_0$ . [1]

En la siguiente figura se puede observar un corte transversal de un diseño empleando esta técnica.

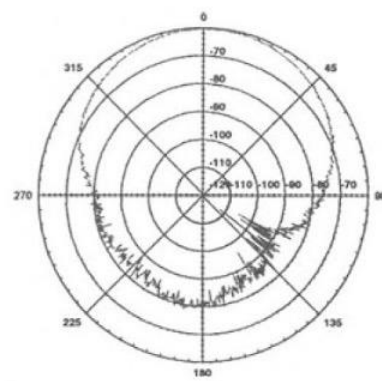


**Figura 5.4.3: Esquemático de un diseño de parches apilados sobre cavidad. [1]**

En un diseño de estas características, la cavidad metálica impide que se genere radiación en la dirección opuesta a la deseada, ejerciendo de plano de masa. En las siguientes imágenes se puede observar la mejoría obtenida en el nivel de radiación hacia atrás generada por una configuración de parches apilados sobre cavidad metálica.



**Figura 5.4.4: Diagrama de radiación del plano E copolar. [1]**

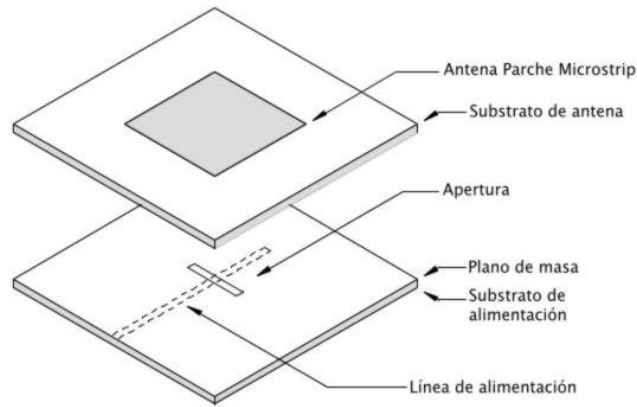


**Figura 5.4.5: Diagrama de radiación del plano H copolar. [1]**

### 5.5. *Large Slot Excited Patches* (Resonancia mediante apertura de grandes dimensiones)

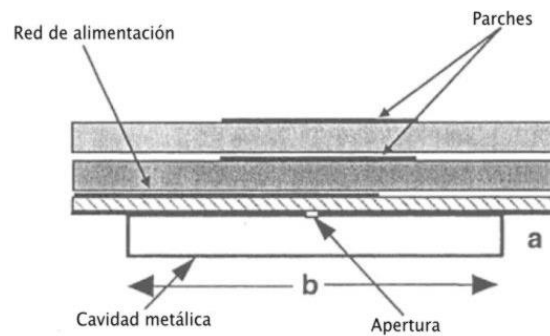
Uno de los métodos más simples y comunes de mejorar el ancho de banda de una antena parche microstrip alimentada por apertura o *slot* sin añadir demasiada complejidad a la antena, como parches apilados, es incrementar el tamaño de la apertura. Como se ha mencionado en apartados anteriores, para incrementar el ancho de banda de una antena parche microstrip, se debe escoger un sustrato grueso. En un parche con acoplo mediante apertura, para asegurar que la potencia se acopla perfectamente empleando un sustrato grueso, el tamaño de la apertura se debe incrementar. Empleando esta técnica se han obtenido anchos de banda mayores del 40%. Además, al ser parches con alimentación indirecta, no sufren los problemas de discontinuidad de corriente en el punto de alimentación que sufren los parches con alimentación directa. [1]

En la siguiente imagen se puede apreciar el esquemático de una configuración de este tipo. Como es de esperar, es muy similar al presentado como ejemplo de parche acoplado por apertura.



**Figura 5.5.1: Esquema básico de un diseño large slot aperture coupled. [15]**

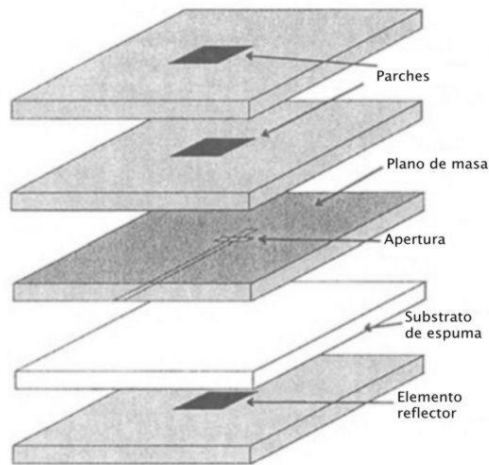
Para reducir la radiación hacia atrás de este tipo de soluciones, se podría escoger una configuración de este tipo, implementado sobre una cavidad metálica, como se ha visto en el apartado anterior. Esta solución, además, es probablemente la más robusta para solucionar la radiación hacia atrás generada. En la siguiente imagen se puede observar un esquemático de una solución empleando *large slot* sobre una cavidad metálica.



**Figura 5.5.2: Esquemático de una configuración large slot coupled sobre cavidad metálica. [1]**

#### 5.5.1. Reflector Patch Solutions (Parches reflectores)

Otra solución para solucionar el problema de la radiación hacia atrás es emplear parches reflectores. Esta solución consiste en colocar otro elemento radiante actuando como reflector. Como en una antena Yagi-Uda, el elemento reflector opera por encima de la frecuencia de resonancia, para obtener el efecto deseado [1]. En la siguiente figura se puede apreciar un esquemático de una configuración *large slot*, con parches apilados y empleando otro parche microstrip como elemento reflector.



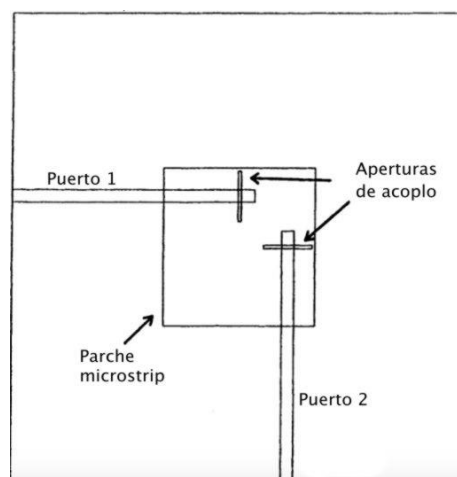
**Figura 5.5.3: Ejemplo de solución reflector patch. [1]**

### 5.5.2. Métodos con polarización dual

En este tipo de soluciones, se excitan dos modos. Para que ambos modos estén perfectamente aislados entre sí, es importante mantener cierta simetría en el diseño. De hecho, en teoría, se consigue perfecto aislamiento entre los modos si la simetría alcanzada es perfecta. En la práctica, se pueden alcanzar un aislamiento de hasta 35dB. Por tanto, el nivel de simetría del diseño limitará el nivel de aislamiento obtenible. [1]

#### 5.5.2.1. Dual Offset Apertures (Doble apertura desplazada)

Empleando el hecho de que la apertura puede colocarse desplazadas en la longitud perpendicular a la resonancia sin que el diseño sufra una caída en el acoplo, se pueden emplear dos aperturas desplazadas para lograr polarización dual [1]. En la siguiente figura se puede apreciar un esquemático simple de una configuración de este estilo.



**Figura 5.5.4: Breve esquema de una solución con polarización lineal dual. [1]**

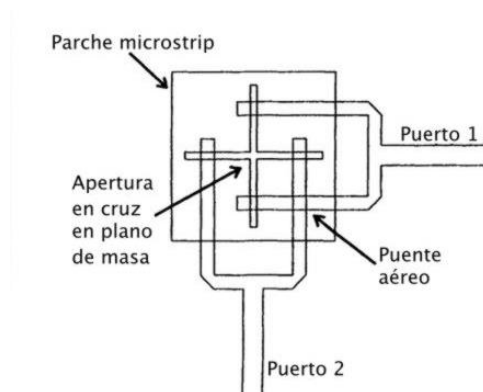
En este ejemplo se tienen dos aperturas perpendiculares alimentando un parche microstrip cuadrado, con cada apertura excitando un modo separado. Una de las ventajas que tiene este método es que cada apertura está acoplada a una línea de alimentación, lo que simplifica el diseño. [1]

De todos modos, esta configuración tiene dos grandes desventajas. La primera es la limitación del tamaño de la apertura. Tal como se puede apreciar en la imagen, resulta obvio que el tamaño de las aperturas debe ser menor que, al menos, la mitad de la anchura del parche, puesto que se solaparían en caso contrario. [1]

El segundo problema es el más crítico. Empleando una configuración de esta clase, se introduce una asimetría en la antena. Como se ha mencionado en líneas anteriores, cuanto más simétrico es el diseño, mayor aislamiento entre los modos se obtiene. Por lo tanto, la asimetría introducida en este diseño provoca que el aislamiento entre los modos empeore. De hecho, el aislamiento obtenido empleando este tipo de técnica se encuentra en el rango de entre 20 dB y 25 dB. [1]

#### 5.5.2.2. *Crossed Slot with a Balanced Feed* (Apertura cruzada con alimentación equilibrada)

Esta técnica se desarrolló con el objetivo de mejorar la simetría con respecto a la técnica de doble apertura desplazada. Además, emplear aperturas en cruz elimina la restricción en tamaño en la anterior configuración. Desafortunadamente, implementar aperturas en cruz hace necesario la implementación de una alimentación equilibrada debido a que, emplear líneas de alimentación simples introduciría asimetría en el diseño, lo que empeoraría el aislamiento entre modos, con lo que no mejoraría en nada la técnica descrita anteriormente. En la siguiente figura se puede apreciar un esquemático de una configuración de este tipo.



**Figura 5.5.5: Esquemático de una solución con apertura en cruz y alimentación equilibrada.** [1]

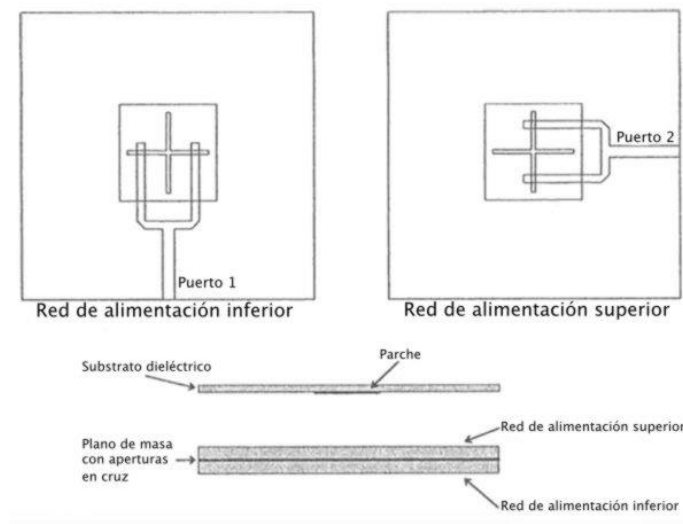
La gran desventaja de la red de alimentación equilibrada es que, al cruzarse las líneas microstrip, es necesario un puente aéreo para realizar el cruce. Como es de esperar, el puente introduce asimetría en el diseño, lo que empeora el aislamiento entre modos obtenible. Además, se complica considerablemente los procesos de fabricación y, por tanto, los costes. [1]



### 5.5.2.3. *Dual Layer Crossed Slot with a Balanced Feed* (Aperturas en cruz con alimentación equilibrada en dos capas)

Para solucionar los inconvenientes de la configuración anterior, es necesario eliminar el puente para implementar el cruce de las líneas microstrip. Una solución simple es implementar la red de alimentación en dos capas, de modo que ambas estén separadas por un plano de masa. De esta manera, se elimina la necesidad de introducir un puente. [1]

Si se emplean los mismos sustratos para ambas redes de alimentación, el acoplo a las aperturas será idéntico. De todos modos, la impedancia de entrada será ligeramente diferente, debido a que la sección de la red de alimentación situada por encima del plano de masa puede acoplar potencia al parche electromagnéticamente, tal y como sucede en un parche acoplado por proximidad. No obstante, este efecto se puede minimizar si se emplean sustratos lo suficientemente gruesos [1]. En la siguiente ilustración se pueden apreciar varias vistas de un esquema básico de una configuración de esta clase.



**Figura 5.5.6: Geometría de una antena parche alimentada por aperturas cruzadas con red de alimentación en dos capas. [1]**

Cabe destacar que empleando esta solución se alcanzan los valores más altos posibles de aislamiento entre modos. De hecho, se han alcanzado aislamientos mayores a 35 dB en un ancho de banda del 20%. [1]

## 5.6. *Aperture Stacked Patches* (Parches Apilados alimentados por apertura)

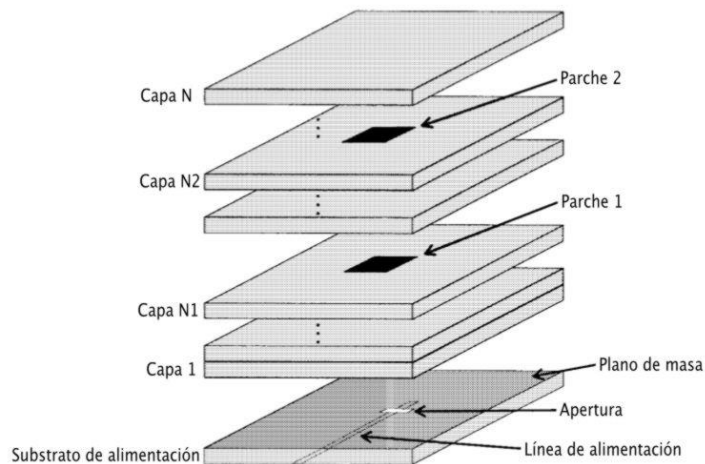
### 5.6.1. Introducción

A pesar de las técnicas presentadas para mejorar el ancho de banda de una antena parche microstrip, la principal barrera a la hora de implementar aplicaciones empleando



antenas parche microstrip sigue siendo el limitado ancho de banda. En este apartado se presentará una clase de antena microstrip que emplea una apertura resonante con parches apilados, que da como resultado casi el doble del ancho de banda obtenible con otras configuraciones. [1]

La principal diferencia de esta solución con una antena alimentada por apertura simple (*aperture coupled*), está en el mayor tamaño de la apertura y en el empleo de sustratos más gruesos. Además, la geometría de esta solución permite una configuración multicapa general. Cabe decir que la función de la apertura es, principalmente, la de un resonador más que un mecanismo de acoplo para los parches microstrip. [1]. En la siguiente figura puede apreciarse un esquemático de una solución de este tipo.



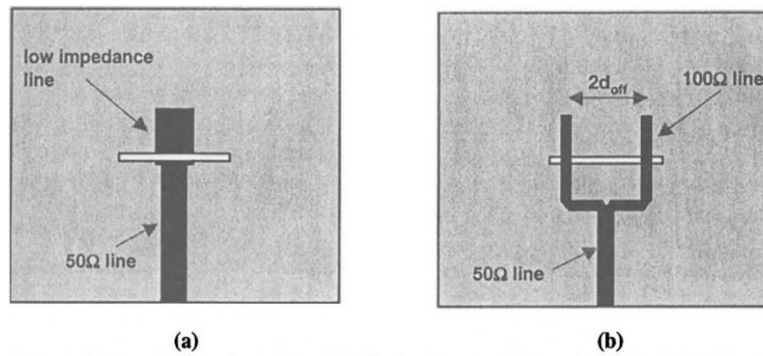
**Figura 5.6.1: Esquemático de una configuración aperture stacked patches.** [1]

Empleando esta configuración, pueden obtenerse anchos de banda de entre 50% hasta 70%, lo cual supone el mayor ancho de banda obtenible para una antena parche microstrip, hasta la fecha. [1]

### 5.6.2. Técnicas de adaptación de impedancia

En una antena acoplada mediante apertura, el método más común para controlar el acoplo a la antena es variar el tamaño de la apertura. No obstante, debido a que la apertura es usada como un radiador en una configuración de esta clase, su tamaño no puede variar de manera independiente, por lo que el acoplamiento debe ser controlado de otra manera. [1]

Emplear una apertura radiante da como resultado elevados niveles de acoplamiento, el cual debe reducirse para adaptar correctamente la impedancia de la antena. En la siguiente figura se puede apreciar dos técnicas para lograr la adaptación.



**Figura 5.6.2: Técnicas de adaptación de impedancias para parches apilados acoplados mediante apertura. [1]**

En la imagen a), se emplea una línea de mayor anchura, consiguiendo que el acoplamiento sea ligeramente menor, puesto que éste decrece al aumentar la anchura de la línea. En la imagen b), se emplea un divisor *t-junction* de modo que las líneas acopladas a la apertura son de 100Ω cada una. [1]

### 5.6.3. Técnicas para reducir la radiación hacia atrás

En anteriores apartados se han descrito múltiples técnicas para reducir la radiación hacia atrás de configuraciones *stacked patches* y *large slot coupled patches*. Estas técnicas pueden adaptarse para un diseño de parches apilados acoplados mediante apertura (*aperture stacked patches*).

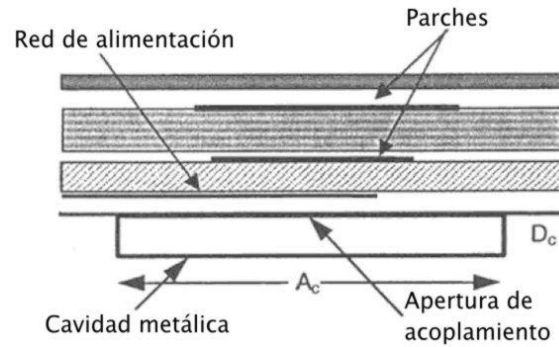
#### 5.6.3.1. Reflector Patch Solution (Parche con elemento reflector)

Como ya se ha visto en apartados anteriores, si se coloca un elemento reflector detrás de la línea microstrip de alimentación, se puede reducir la radiación hacia atrás de una solución de parches apilados acoplados mediante apertura. Se trata, por tanto, de la misma solución ya descrita, adaptada a este caso.

En la figura 5.5.3, se puede apreciar un esquemático de esta clase de configuración.

#### 5.6.3.2. Cavity Backed Solution (Diseño implementado sobre cavidad metálica)

Al igual que en apartados anteriores, si se encierra el plano de masa en una cavidad metálica, se consigue reducir el nivel de radiación hacia atrás generado. Se trata de la misma técnica que en los casos anteriores. En la siguiente imagen se puede apreciar un esquemático de una configuración *aperture stacked patches* implementada sobre cavidad metálica.

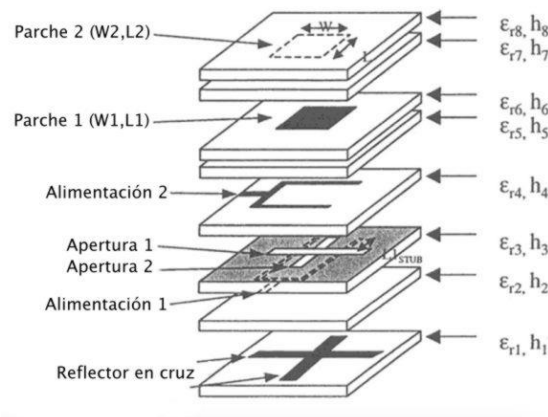


**Figura 5.6.3: Esquemático de parches apilados acoplados mediante apertura sobre cavidad metálica. [1]**

#### 5.6.4. Aperture Stacked Patches con polarización dual

Se trata de la misma técnica descrita para casos anteriores: se excitan dos modos en la antena, empleando dos redes de alimentación. Empleando una solución con aperturas en cruz y alimentación equilibrada en dos capas, se consiguen anchos de banda del orden del 25% y aislamientos entre los modos mayores de 35 dB, al igual que en soluciones *large slot coupled*.

En la siguiente imagen se puede apreciar un ejemplo de una solución de esta clase.



**Figura 5.6.4: Geometría de una antena de parches apilados acoplados mediante aperturas en cruz con alimentación equilibrada. [1]**

## 6. DISEÑO DE UN ARRAY DE ANTENAS PARCHE MICROSTRIP CON POLARIZACIÓN CIRCULAR A 8GHz

### 6.1. Introducción

En este capítulo se explicará el proceso seguido para realizar el diseño de un array de antenas parche microstrip con polarización circular, operando en la banda de 8GHz. En la siguiente tabla se recuerdan las especificaciones del diseño.

Parámetro	Valor
Polarización	Circular
Frecuencia	8GHz
Ganancia	11 dBi - 13 dBi
Axial Ratio	< 4 dB
Ancho de banda	5%
Tamaño máximo	76mm

**Tabla 6.1.1: Especificaciones para el diseño.**

Para la realización del diseño, se tomarán ciertas consideraciones que serán comunes para cada uno de los procesos que compone el diseño, por lo que se enunciarán y explicarán a continuación.

- Todas las simulaciones se realizarán sobre un error de 0.01 y un número mínimo de pasadas de 20, con un máximo de 55. Se fijará un número de pasadas consecutivas convergentes de 8. En caso de cambiar en alguno de los procesos del diseño, se mencionará en el apartado correspondiente.
- Para poder calcular el diagrama de radiación de una antena, se deben medir los campos radiados en campo lejano. Para ello, debe satisfacer que la distancia a la que se miden debe ser mayor o igual que  $\lambda/4$ . Por esta razón, el tamaño del sustrato y de la caja de radiación implementada, será el suficiente para que haya, al menos,  $\lambda/4$  de espaciado entre el borde de los elementos del array y las caras de la caja de radiación, así como de los bordes del sustrato. Cabe mencionar que, como el diseño debe tener un tamaño máximo de 76mm, los sustratos de los diseños finales tendrán un tamaño de 76mm x 76mm.
- Para la realización las medidas en campo lejano, como el diagrama de radiación o el *axial ratio*, se ha implementado una caja de radiación, rellena con aire. El tamaño de la caja debe ser tal que contenga todas las partes del diseño y,

además, la distancia entre los elementos radiantes y sus caras debe ser mayor que  $\lambda/4$ , para cumplir la condición de campo lejano.

- El sustrato escogido para la implementación del array es el *Rogers 5880*, con una permitividad eléctrica  $\epsilon_r = 2.2$ .
- Los valores de la anchura de las líneas microstrip empleadas en los diseños se obtuvieron empleando una herramienta web. [16]
- Todas las representaciones gráficas tanto del  $S_{11}$  como del *axial ratio*, se han realizado en el rango frecuencial entre 7GHz y 9GHz.
- El grosor del sustrato, como ya se ha mencionado en anteriores capítulos, será de 1.27mm.
- Para los diseños de antenas parche y líneas microstrip realizados, se los consideró objetos sin grosor. En la realidad, una línea microstrip o una antena parche tiene un grosor del orden de micrómetros o "micras". A 8GHz, la longitud de onda en el sustrato es aproximadamente 25mm, por lo que el grosor de la línea microstrip o de la antena parche es muy pequeño en términos de la longitud de onda. Por ello, su efecto es despreciable y se ha considerado nulo para la realización del proyecto y, así, simplificar los diseños y las simulaciones.
- En cuanto a los puertos ficticios implementados para la simulación, se implementaron puertos cuadrados de lado cinco veces la anchura de la línea a la que está conectado  $5 \times W_{LINE}$ , de modo que la potencia se acopla correctamente, cubriendo posibles efectos radiantes de la línea.
- Con respecto a las imágenes de los diseños adjuntadas en este documento de memoria, se ha ocultado la caja de radiación con el objetivo de evitar que su presencia impida un correcto visionado del diseño.

Tal y como se mencionó en el primer capítulo de este documento, el primer paso para el diseño del array será calcular las dimensiones de una antena parche microstrip, operando a 8GHz. Una vez calculadas, se procederá a implementar la polarización circular. De los muchos métodos para obtener polarización circular con antenas parche microstrip, se ha escogido la opción de alimentación única (*Single feed*), introduciendo un *slot* diagonal en el centro del parche como deformación para conseguir la excitación de dos modos.

La principal razón para escoger esta configuración para la obtención de polarización circular, es la sencillez tanto para su diseño como para su implementación e integración en una agrupación, a pesar de sus ya mencionadas desventajas. Está demostrado que la introducción de un *slot* como deformación del parche es la configuración que ofrece mejores resultados en cuanto a *axial ratio* se refiere, en comparación con otras técnicas de deformación del parche[2]. En la siguiente tabla se puede apreciar una comparación entre la técnica de obtención de polarización circular mediante la inclusión de un *slot* diagonal y la técnica de inclusión de deformaciones laterales, para un diseño operando en la banda de 60GHz.

PARÁMETROS	DEFORMACIONES LATERALES	SLOT DIAGONAL
AXIAL RATIO (dB)	0.93	0.55
DIRECTIVIDAD (dB)	6.53	7.57
$S_{11}$ (dB)	-10	-11

**Tabla 6.1.2: Comparativa entre ambas técnicas de obtención de polarización circular contempladas. [2]**

Cabe destacar que introducir un *slot* supone la eliminación de material de la antena parche, lo que produce un cambio en la resonancia por lo que las dimensiones de la antena, con respecto al primer cálculo, variarán.

A la hora de implementar la agrupación, se debe escoger la distribución de corriente con la que debe alimentarse. De entre todas las distribuciones posibles, la distribución uniforme es la que ofrece una mayor ganancia, pero con niveles de lóbulos laterales mayores. Las distribuciones binómica y triangular ofrecen niveles de lóbulos laterales muy inferiores, pero valores de directividad inferiores a la ofrecida por la distribución uniforme. Como las especificaciones del proyecto incluyen una ganancia mínima a obtener y no se especifica nada sobre la relación con lóbulos laterales, sumado a la limitación de espacio del diseño, se decidió escoger la distribución de corriente que maximice la ganancia, es decir, la distribución uniforme.

## 6.2. Cálculo de las dimensiones de la antena parche microstrip

Para el cálculo de las dimensiones de la antena parche microstrip, se empleó el modelo de línea de transmisión, el cual fue descrito en el apartado 2.2.1.

Como ya se ha visto en dicho apartado, para emplear dicho modelo de análisis, se necesita fijar los siguientes parámetros del diseño:

- Frecuencia de operación  $f_r = 8\text{GHz}$ .
- Constante dieléctrica del sustrato  $\epsilon_r = 2.2$ .
- Altura del sustrato  $h = 1.27\text{mm}$ .

Una vez fijados estos parámetros, se calculó la anchura de la antena parche microstrip empleando la *ecuación* 2.2. El valor obtenido es  $W = 14.8232\text{mm}$ .

A continuación, se calculó la constante dieléctrica efectiva,  $\epsilon_{eff}$  mediante la *ecuación* 2.1, con lo que se obtuvo el siguiente valor:  $\epsilon_{eff} = 2.1994$ .

Una vez calculado esos parámetros, se procedió a calcular la longitud del parche. Se recuerda que, tal y como se menciona en el apartado 2.2.1, que las dimensiones eléctricas del parche son mayores que las físicas, por lo que es necesario realizar un ajuste en la longitud para

obtener la dimensión adecuada. Para ello, se calculó el exceso de longitud  $\Delta L$  introducido por los campos radiados por desbordamiento, mediante la *ecuación 2.3*. De este modo, el valor que se obtiene es  $\Delta L = 0.0013mm$ .

Empleando el valor obtenido de la constante dieléctrica efectiva  $\epsilon_{eff}$ , y el valor de exceso de longitud  $\Delta L$  calculado, se empleó la *ecuación 2.4* para calcular la longitud real del parche, obteniendo un valor de  $L = 11.8735mm$ .

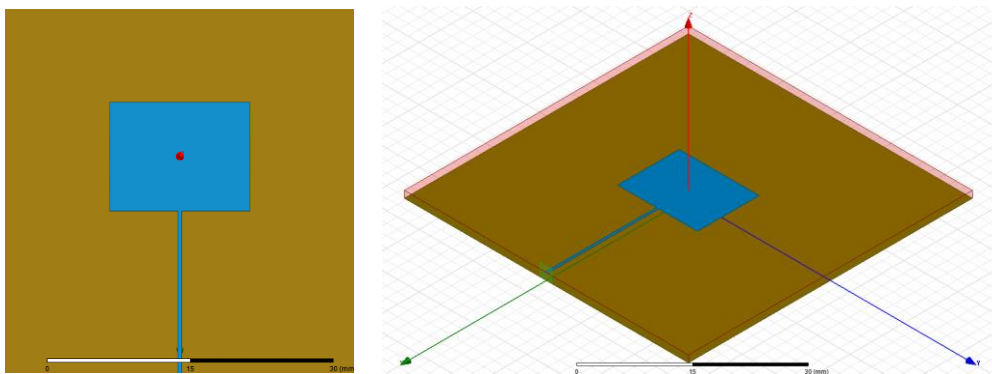
De este modo, se habrá obtenido una antena parche con una anchura  $W = 14.8232mm$  y una longitud  $L = 11.8735mm$ .

A continuación, se procedió a dibujar el parche, empleando el software *HFSS*, y a introducir el *slot* diagonal, para la obtención de la polarización circular.

### 6.3. Dibujo de la antena parche microstrip

Para el dibujo, análisis y simulación de una antena parche microstrip individual en polarización circular, se empleará un sustrato cuadrado con unas dimensiones de 49.4406mm x 49.4406mm x 1.27mm. Se escoge dicha dimensión para la anchura de modo que hubiese aproximadamente  $3\lambda/2$  de separación entre los bordes de la antena parche microstrip y los bordes del sustrato. Como ya se ha mencionado en apartados anteriores, el diagrama de radiación de una antena se mide en campo lejano, lo cual sucede cuando la distancia a la antena es mayor que  $\lambda/4$ , por lo que con esas dimensiones de sustrato esta condición se cumple holgadamente.

A continuación, se dibujó el parche con las medidas calculadas en el apartado anterior. A pesar de las desventajas del modelo de línea de transmisión, que ofrece una solución para las dimensiones de la antena parche microstrip con cierta imprecisión, en este caso ha ofrecido un resultado muy preciso, puesto que la antena resonaba muy cerca de 8GHz. En la siguiente ilustración se puede apreciar cómo quedó el diseño final para esta antena.



**Figura 6.3.1: Diseño de parche en polarización lineal a 8GHz.**

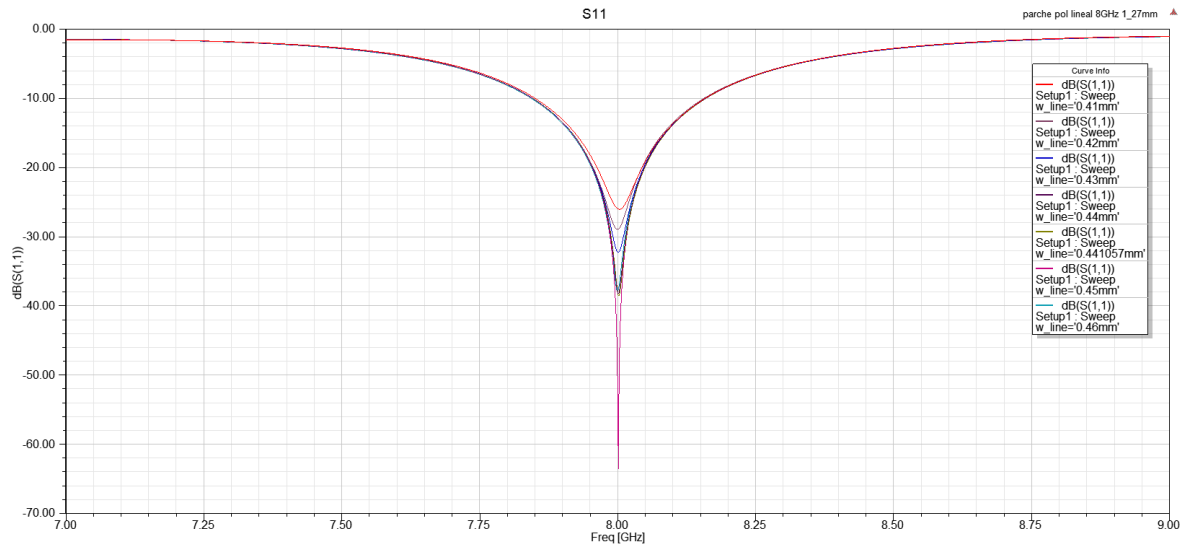
Con respecto a la alimentación, se estudió la posibilidad de alimentar con una línea de la misma impedancia que la antena; de modo que no necesite adaptación, y emplear una línea



con una impedancia de  $50\Omega$  y emplear un adaptador  $\lambda/4$  para lograr el correcto acoplo de potencia entre alimentación y antena, con las mínimas pérdidas posibles. Debido a la mayor sencillez del diseño y la mayor facilidad para ser integrado en una agrupación, se escogió la solución de emplear una línea de alimentación de impedancia similar a la de la antena. Para ello, una primera aproximación fue obtener el valor de la impedancia de la antena con las dimensiones calculadas. Se empleó una herramienta web [17], para obtener la impedancia de la antena, introduciendo sus dimensiones así como la constante dieléctrica del sustrato empleado y el grosor del mismo. El valor de impedancia obtenido fue  $Z_0 = 144\Omega$ .

Con el valor de impedancia de antena obtenido, se obtuvo la anchura de la línea de alimentación microstrip correspondiente, obteniendo un valor de  $W_{LINE} = 0.441057mm$ . Este valor fue un punto de partida adecuado para el diseño de la línea. Se realizó un barrido paramétrico para obtener la anchura óptima, tomando los valores entre  $0.41mm$  y  $0.46mm$  con un paso de  $0.01mm$ .

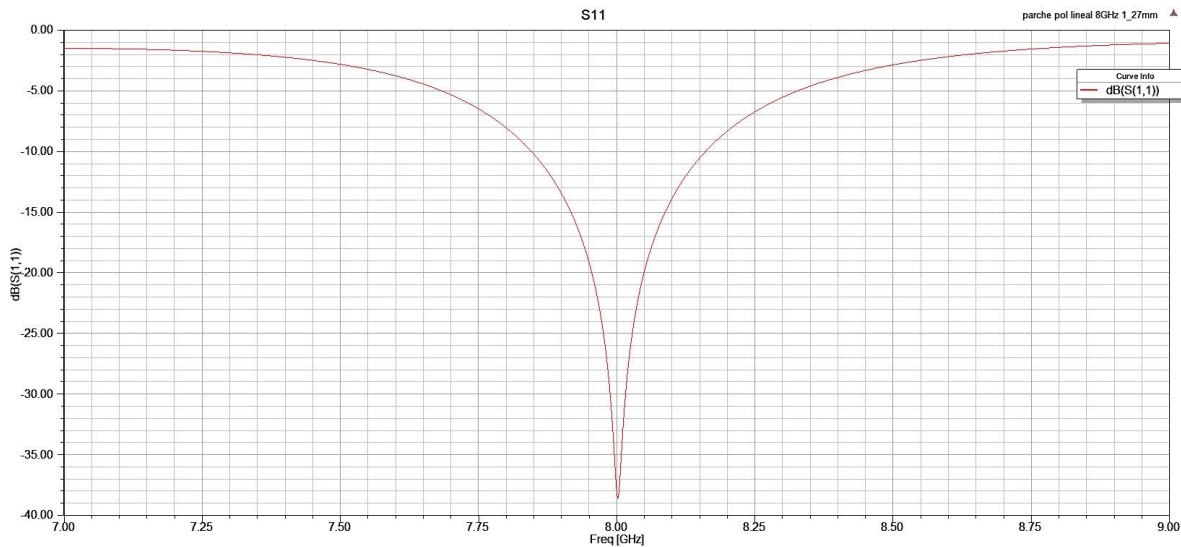
Se representó gráficamente el coeficiente  $S_{11}$ , el cual indica las pérdidas de retorno, según los parámetros analizados. La gráfica obtenida puede apreciarse en la siguiente figura.



**Figura 6.3.2: Valor del  $S_{11}$  para un barrido de la anchura de la línea de alimentación.**

La traza verde, corresponde con un valor de anchura de línea de  $W_{LINE} = 0.45mm$ , que ofrece un valor mínimo de  $S_{11}$  mejor que  $-60$  dB, de  $-63.48$  dB, aproximadamente. El ancho de banda ofrecido por este diseño es de alrededor del 4%. Este ancho de banda mejorará en el caso de polarización circular debido a que se excitan dos modos y sus respuestas, siempre y cuando el diseño esté bien ajustado, se combinarán, aumentando el ancho de banda general. En la siguiente imagen se puede apreciar una representación gráfica del  $S_{11}$  obtenido con una anchura de línea de alimentación igual a la calculada,  $W_{LINE} = 0.441057mm$ .



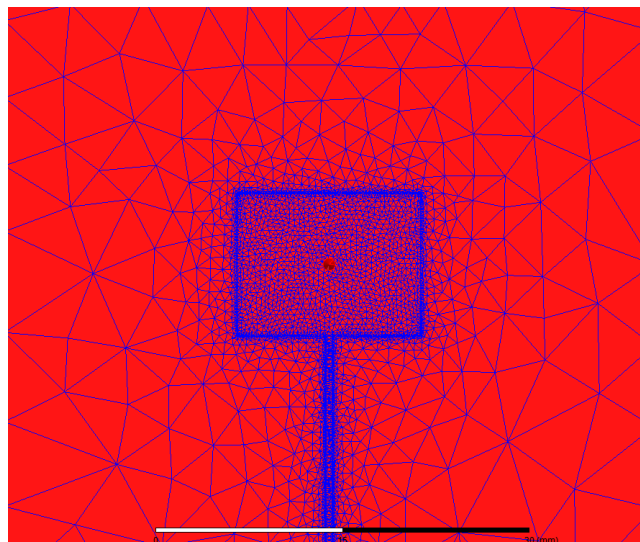


**Figura 6.3.3: Representación del  $S_{11}$  para un valor de anchura de línea de 0.441057mm.**

Como podemos apreciar, se obtiene un valor mínimo de coeficiente  $S_{11}$  cercano a -40 dB, de  $-38.56$  dB. Por tanto, se escogió un valor de anchura de línea  $W_{LINE} = 0.45$  mm.

Para la simulación del diseño, se introdujo un puerto ficticio cuadrado de tamaño  $W_{PUERTO} = 5 \times W_{LINE}$ , tal y como se ha mencionado anteriormente.

Cabe destacar que, con este diseño, los parámetros de la simulación variaron. Se redujo el número de pasadas debido a que la sencillez del diseño no requería de un número alto de pasadas para obtener resultados óptimos. Se estableció un número máximo de pasadas de 45, un mínimo de 5 y un mínimo número de pasadas convergentes de 6. En la siguiente imagen se aprecia el mallado realizado por el programa para el análisis de la antena.



**Figura 6.3.4: Mallado para el parche microstrip con polarización lineal.**

Como se puede observar en la imagen, el programa realiza un mallado mucho más preciso en el parche y, sobre todo, en los bordes del parche y la línea de alimentación. Esto se debe a que el campo electromagnético es mucho más intenso en esas zonas.

Finalmente, cabe mencionar que ajustar el parche polarizado linealmente fue una buena aproximación de las dimensiones para afrontar el diseño de la antena parche con polarización circular.

#### 6.4. Obtención de polarización circular (*Slot* diagonal)

Tal y como se ha mencionado en apartados anteriores, para la obtención de polarización circular se escogió la inclusión de un *slot* diagonal en el centro del parche. Como se puede apreciar en la tabla 6.1.2 [2], el mejor método para obtener polarización circular, introduciendo deformaciones en la antena parche, es el de inclusión de un *slot* diagonal.

En una primera aproximación, se propuso que las dimensiones del parche fuesen idénticas. La razón para escoger esa configuración está basada en la teoría básica de la polarización circular. Teóricamente, la polarización circular existe cuando se excitan dos modos idénticos con una diferencia de fase entre ellos de  $90^\circ$ . Por ello, se propuso que las dimensiones del parche fuesen las mismas para poder conseguir que los dos modos generados fuesen idénticos. De este modo, se dibujó un parche cuadrado tomando la anchura calculada anteriormente, ya que la anchura es la que determina la frecuencia de resonancia de la antena parche microstrip.

Para introducir el *slot*, se dibujó un rectángulo en el centro del parche y orientó con respecto a la diagonal del mismo. A la hora de diseñar el *slot*, se tienen dos grados de libertad, marcados por la anchura y el largo del *slot*. En un principio, se dibujó un *slot* genérico con una anchura de  $W_{\text{SLOT}} = 1\text{mm}$  y una longitud de  $L_{\text{SLOT}} = 4\text{mm}$ .

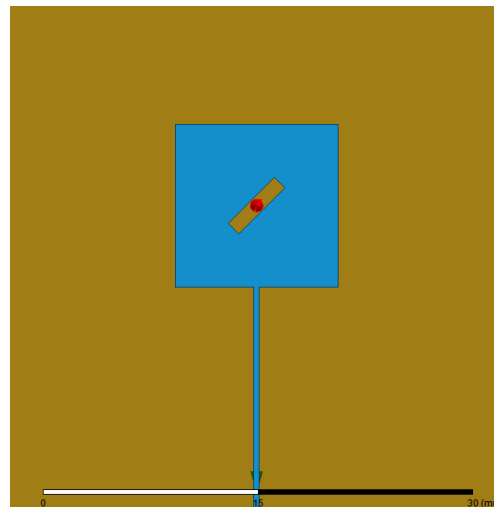
Con respecto a la alimentación, se realizó con la misma línea de alimentación que en el caso anterior. Al variar las dimensiones del parche, haciéndolo más pequeño longitudinalmente, resulta obvio que la impedancia del mismo será diferente, además de la inclusión del *slot*. No obstante, resulta un buen punto de partida para su optimización.

En la siguiente tabla se indican las dimensiones iniciales del parche microstrip con *slot* diagonal:

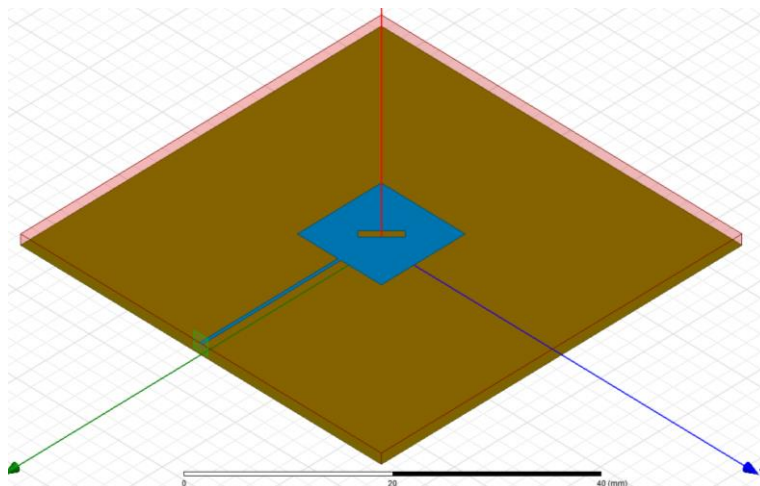
PARÁMETRO	DIMENSIÓN (mm)
Longitud del parche	11.8735
Anchura del parche	11.8735
Longitud del <i>slot</i>	4
Anchura del <i>slot</i>	1
Anchura de la línea de alimentación	0.45mm

**Tabla 6.4.1: Dimensiones iniciales del parche polarizado circularmente mediante *slot* diagonal.**

En las siguientes figuras se muestra el esquemático del diseño inicial.

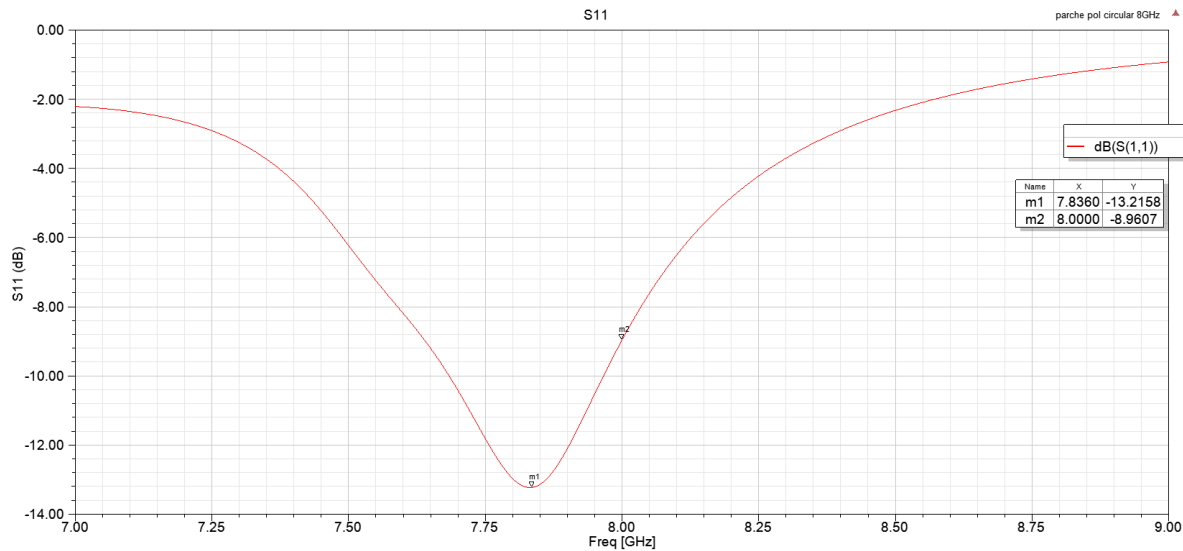


**Figura 6.4.1:** Esquemático inicial del diseño de parche con polarización circular mediante slot diagonal.



**Figura 6.4.2:** Vista isométrica del esquemático.

La representación gráfica del coeficiente  $S_{11}$  obtenido con este diseño se aprecia en la siguiente imagen.

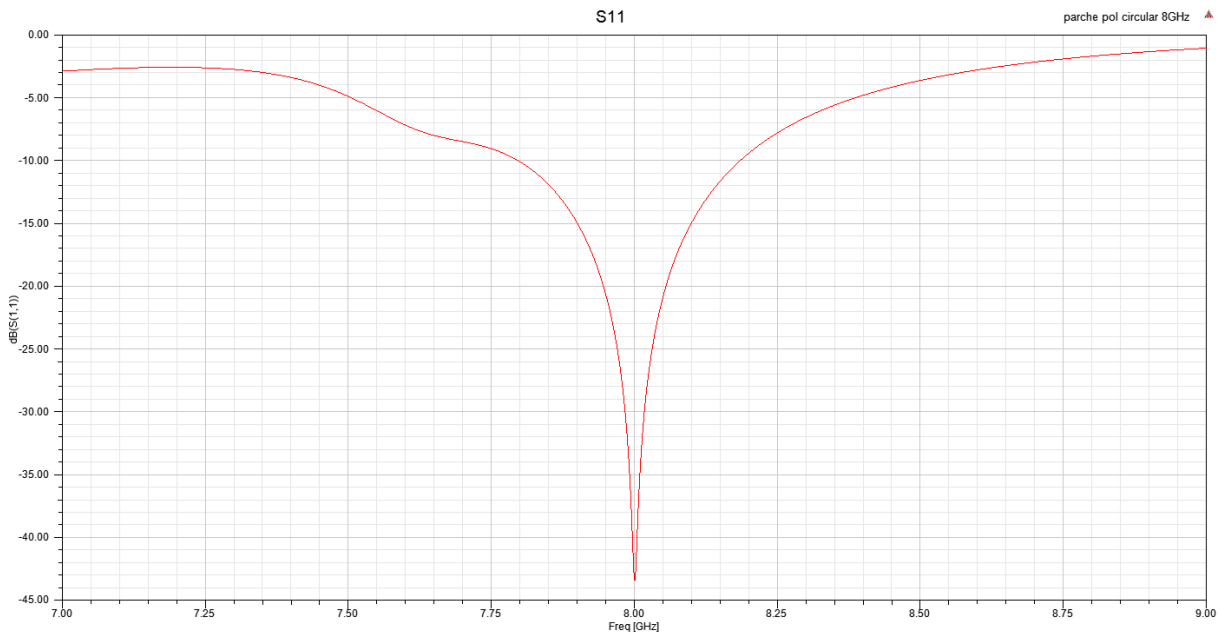


**Figura 6.4.3: Representación gráfica del  $S_{11}$  para el primer diseño.**

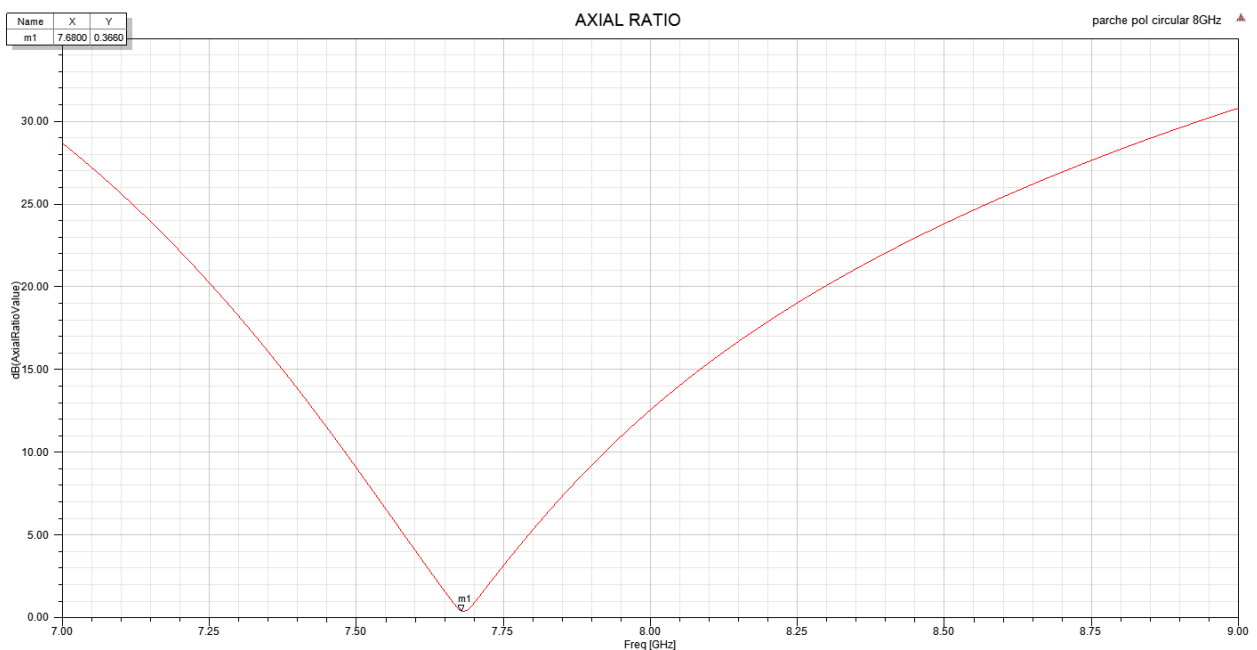
En la imagen, se puede apreciar cómo la frecuencia de resonancia está por debajo de 8GHz. Se debió realizar, por tanto, varias iteraciones en el diseño para lograr que el diseño resuene a la frecuencia de 8GHz, que es la deseada. Además, el valor mínimo obtenido para el  $S_{11}$  es de  $-13.2158$  dB, por lo que fue necesario realizar ciertos ajustes en el diseño para lograr mejor adaptación.

Cabe destacar que, para cada iteración de las dimensiones del parche, se debe cambiar el ángulo de inclinación del *slot* con el objetivo de que esté orientado según la diagonal del parche para cada iteración. Cuando el *slot* no está orientado correctamente según la diagonal del parche, los resultados obtenidos empeoran considerablemente, especialmente en cuanto a *axial ratio* se refiere, tal y como se explicará más adelante. Cabe destacar que, orientando el *slot* según la diagonal escogida, como se puede apreciar en las figuras 6.4.1 y 6.4.2, se consigue polarización circular a derechas. Para conseguir polarización circular a izquierdas, bastaría con orientar el *slot* según la otra diagonal. Como en las especificaciones del proyecto no se da referencia sobre cuál de las dos polarizaciones se debía obtener, ambas serían aceptadas.

El mayor problema que se tuvo con este diseño fue la suposición de que ambas dimensiones del parche debían ser idénticas. A pesar de que la respuesta en frecuencia del  $S_{11}$  de la antena parche era buena, la frecuencia de resonancia de la polarización circular era considerablemente menor. Este fenómeno puede apreciarse en las siguientes imágenes, en las que se puede apreciar la representación del  $S_{11}$  y la del *axial ratio*.



**Figura 6.4.4: Representación del  $S_{11}$  de la antena parche cuadrada de lado 11.6mm.**



**Figura 6.4.5: Representación del axial ratio del parche cuadrado de lado 11.6mm.**

Debido al fenómeno que se puede apreciar en las figuras anteriores, se diseñó el parche con dimensiones distintas entre sí.

Para obtener el valor más bajo posible de *axial ratio*, se modificaron las dimensiones del *slot* realizando múltiples iteraciones hasta conseguir un valor correcto. Para la optimización de las dimensiones del *slot*, el cual tiene dos grados de libertad para su diseño, se fijó la anchura del *slot* en  $W_{\text{slot}} = 1\text{mm}$  y variar la longitud del mismo. Para ello, se realizó un barrido paramétrico entre 4mm y 5mm, con paso de 0.1mm.

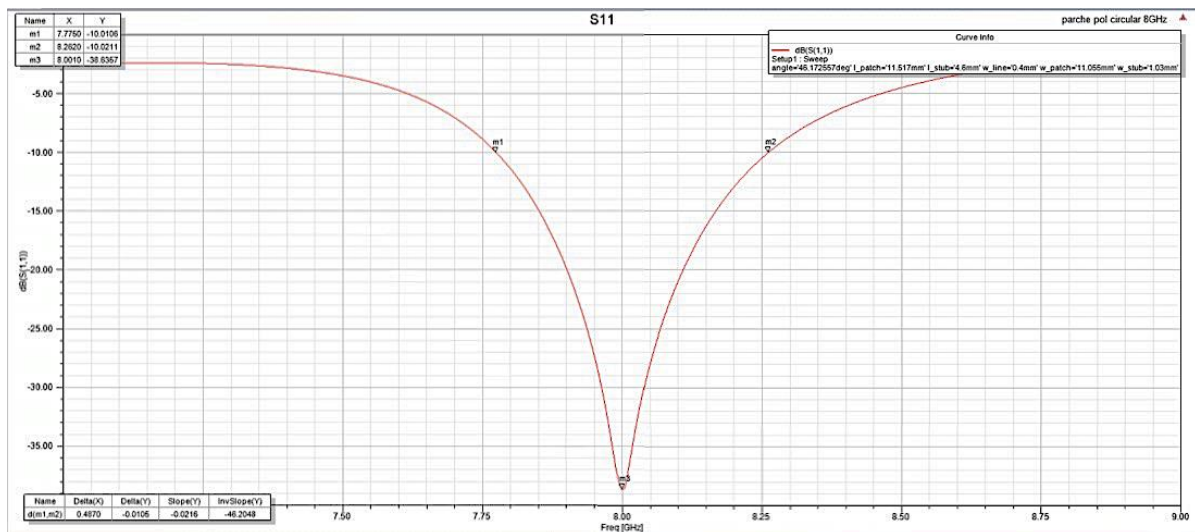
Una vez realizado el barrido, se obtuvo que con una longitud de  $L_{slot} = 4.6mm$ , se obtenía el mejor resultado en cuanto a *axial ratio*.

Tras varias iteraciones realizadas, se consiguió ajustar correctamente las dimensiones del parche par que opere en la banda de 8GHz. Las dimensiones finales del parche se recogen en la siguiente tabla.

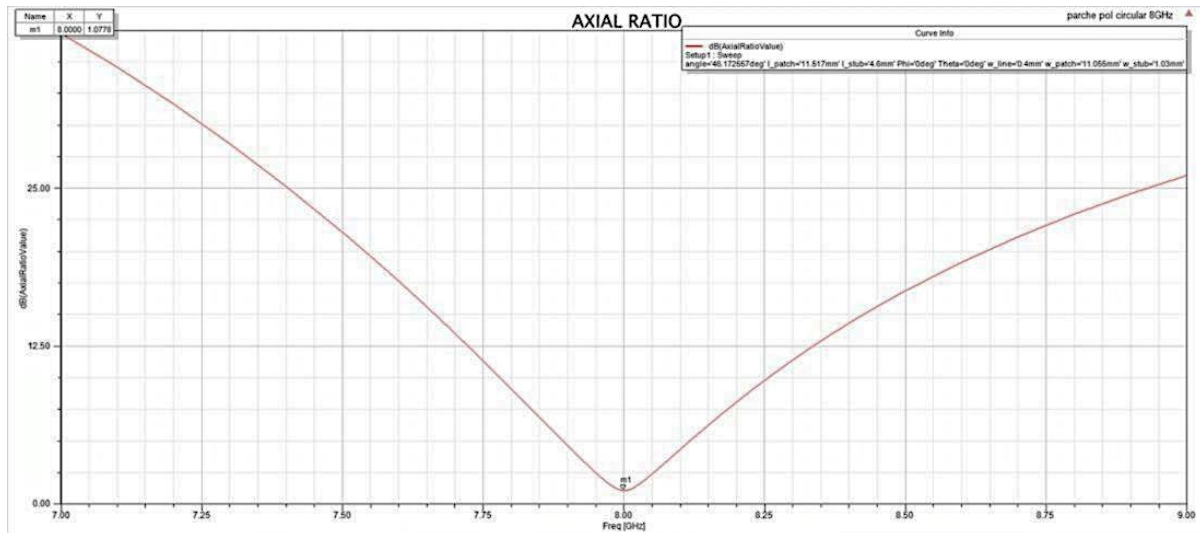
PARÁMETRO	VALOR (mm)
Anchura del parche	11.055
Longitud del parche	11.517
Anchura del slot	1.03
Longitud del slot	4.6
Anchura de la línea de alimentación	0.4

*Tabla 6.4.2: Tabla con las dimensiones del diseño.*

Con este diseño, se obtuvieron los resultados apreciables en las siguientes imágenes.



*Figura 6.4.6: Representación del  $S_{11}$  del diseño final de la antena parche individual.*



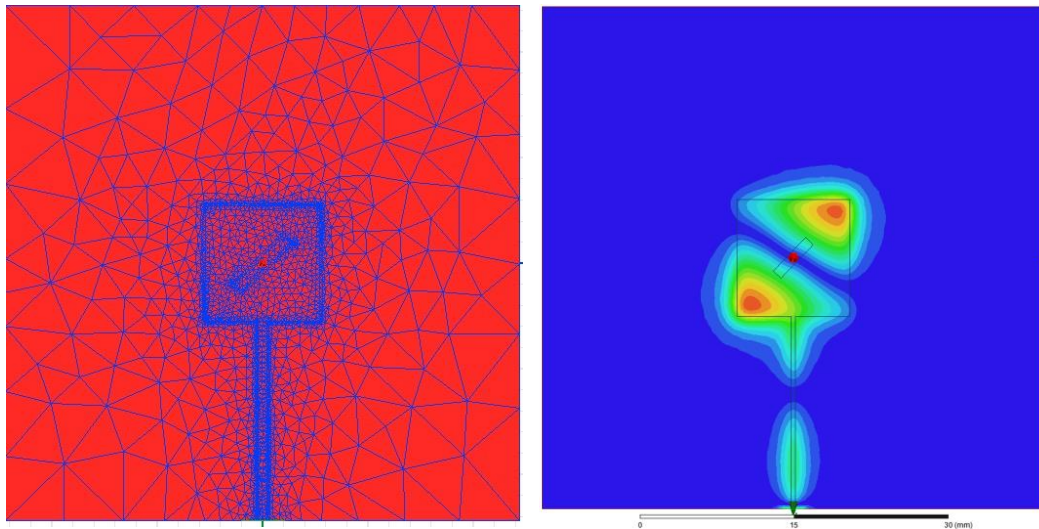
**Figura 6.4.7: Axial ratio obtenido con el diseño final.**

Como se puede apreciar en las imágenes, se obtiene un valor mínimo de  $S_{11}$  de **-38.64 dB** y un valor mínimo de *axial ratio* de **1.08 dB**. Ofrece, además, un ancho de banda a menos 10 dB del  $BW_{-10dB}(\%) = 6.0875\%$ , lo cual supera el ancho de banda requerido del 5%.

A pesar de ello, este diseño tiene un problema importante, que no se consideró hasta este momento. El ancho de banda de polarización circular es demasiado bajo y no cumple las especificaciones del diseño para el ancho de banda. Como ya se ha mencionado en capítulos anteriores, el ancho de banda de polarización circular de una antena parche microstrip con polarización circular mediante alimentación única, es muy bajo. En el caso de este diseño, el ancho de banda de polarización circular es de  $BW_{CP}(\%) = 2.19\%$ , el cual no supera los requisitos de ancho de banda para este proyecto. En capítulos posteriores se estudiará cómo mejorar el ancho de banda del diseño.

Cabe mencionar que, a pesar de que el ancho de banda de polarización circular se mide en las frecuencias en las que el *axial ratio* es menor a 3 dB, puesto que el valor máximo de *axial ratio* requerido es de 4 dB, el ancho de banda de polarización circular incluye en este caso las frecuencias en las que el *axial ratio* es menor a 4 dB.

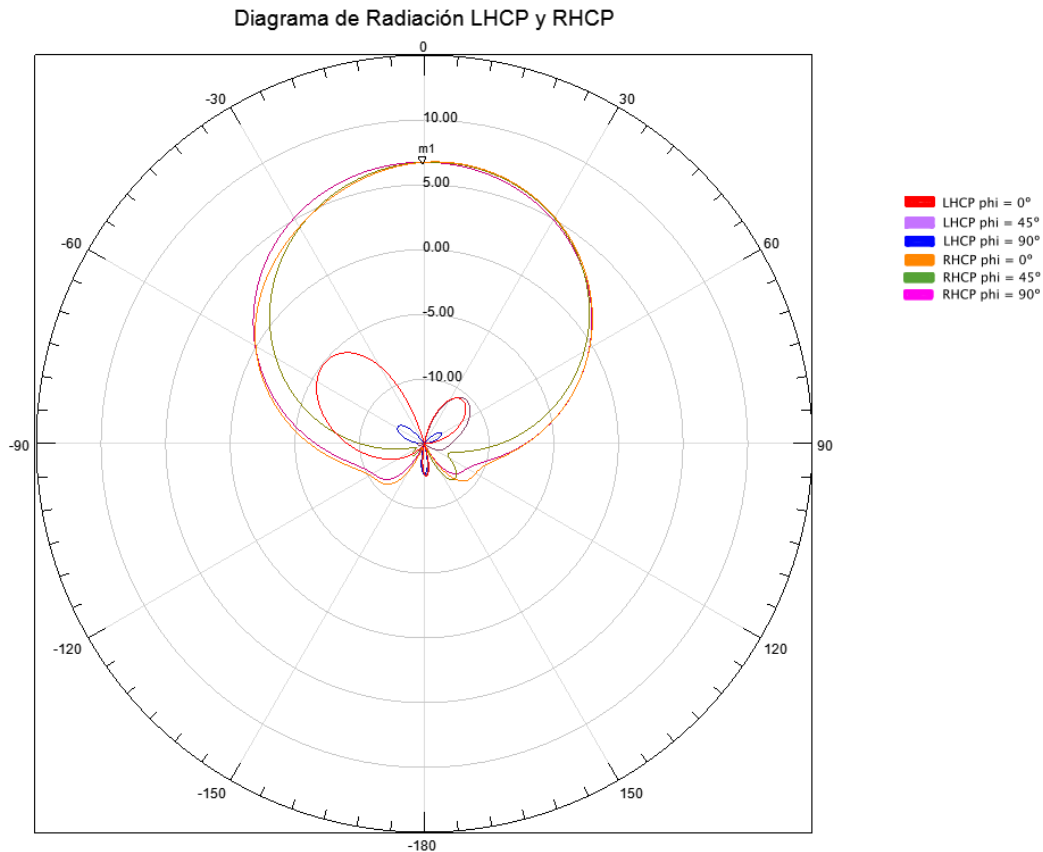
En las siguientes figuras pueden apreciarse el mallado realizado por el programa para analizar el diseño y una representación de los campos radiados. Al igual que en el caso anterior, el mallado resulta mucho más preciso en las zonas donde el campo electromagnético es más intenso; los bordes del parche, la línea de transmisión y en los alrededores del *slot*.



**Figura 6.4.8: Detalle del mallado realizado por el programa para el análisis de la antena y del campo E radiado.**

El diagrama de radiación obtenido, puede apreciarse en las siguientes imágenes. Se representa el diagrama de la directividad de la polarización a derechas (*RHCP*) y a izquierdas (*LHCP*) para los cortes para  $\varphi = 0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$ . En la leyenda incluida en la figura, puede apreciarse con más detalle a cuál de ellas corresponde cada traza.

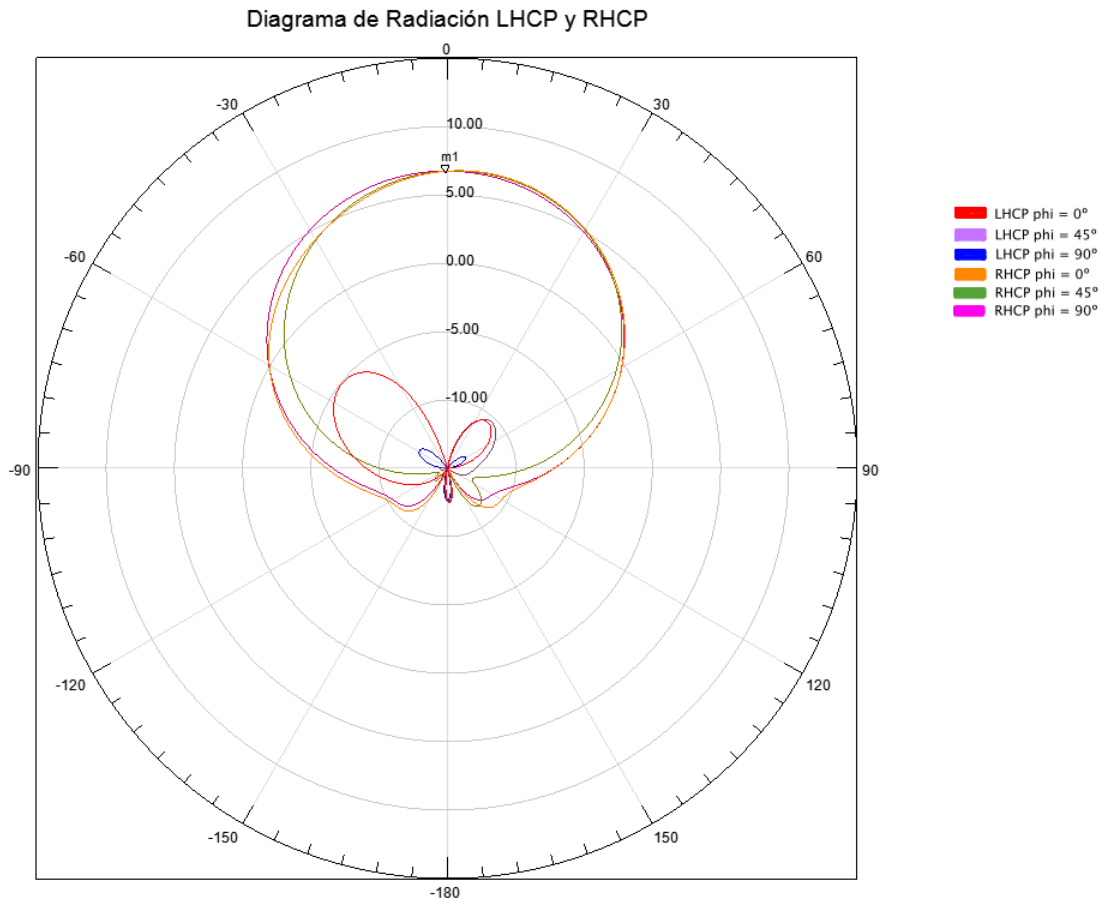




**Figura 6.4.9: Diagrama de radiación de la directividad de la antena parche con polarización circular individual.**

Observando la imagen, se puede apreciar la polarización circular a derechas (RHCP) de la antena, puesto que la directividad para el caso de polarización a izquierdas (LHCP) es muy baja. Además, se puede apreciar que el valor máximo de directividad se da en la dirección  $\theta = 0^\circ$ , y su valor es, aproximadamente, **6.73 dB**.

Si representamos los mismos cortes para la polarización a derechas e izquierdas para la ganancia, se obtiene el siguiente diagrama, idéntico al anterior.



**Figura 6.4.10: Diagrama de radiación LHCP y RHCP de la ganancia.**

El valor máximo de ganancia obtenido es de **6.68 dBi**. Es un valor muy cercano al de la directividad, lo que nos indica la gran eficiencia de radiación que tiene la antenna.

$$G = \eta_l D \Rightarrow G_{dB} = \eta_{l,dB} + D_{dB} \Rightarrow \eta_{l,dB} = G_{dB} - D_{dB} \quad (6.1)$$

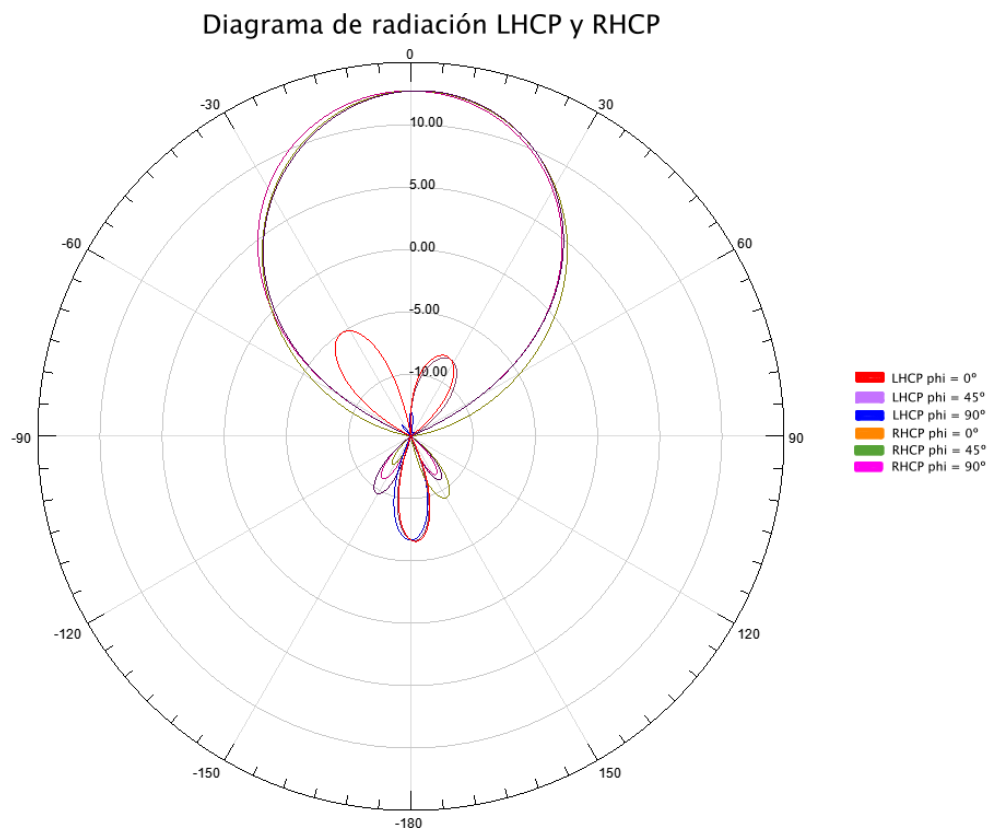
En nuestro caso, nuestra antenna tiene una eficiencia de  $\eta_l = 98.6\%$ .

Valorando el valor de ganancia obtenido, se valoró que con una agrupación de cuatro elementos sería suficiente para cumplir las especificaciones en ganancia del proyecto. Se recuerda que la ganancia debe ser superior a **11 dBi** e inferior a **13 dBi**.



**Figura 6.4.11:** Representación de la directividad sobre el número de elementos de la agrupación, para un diseño a 60GHz con polarización circular. [2]

Además de lo mostrado en la figura anterior, el software *HFSS* tiene una herramienta para analizar el comportamiento teórico de la antenna si se integra en agrupación. Empleando esta herramienta, se simuló para comprobar la ganancia teórica que se obtendría si se implementa un array de 4 elementos con esta antenna. El diagrama de radiación para la polarización a derechas y a izquierdas obtenido se puede apreciar en la siguiente figura.

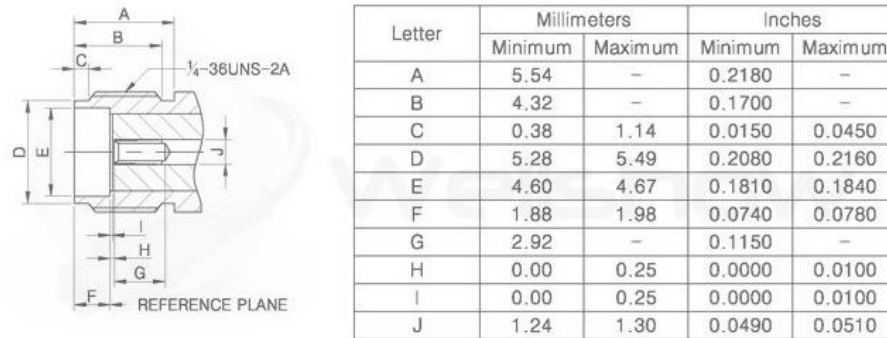


**Figura 6.4.12:** Diagrama de radiación del array teórico de 4 elementos.

El valor de ganancia máximo, en este caso teórico, es de **12.7 dBi**, el cual supera el mínimo requerido por las especificaciones. Por lo tanto, todo indicaba que con un array de 4 antenas parche microstrip se cumplirían los requisitos de ganancia para este proyecto.

## 6.5. Diseño de la alimentación mediante conector SMA

Para el acoplo de la potencia a la agrupación de antenas, se propuso emplear un conector coaxial SMA. En la siguiente imagen se puede apreciar un corte transversal de un conector SMA de la compañía *Wellshow Technology* y una tabla con las dimensiones.



**Figura 6.5.1: Conector SMA y sus dimensiones.** [18]

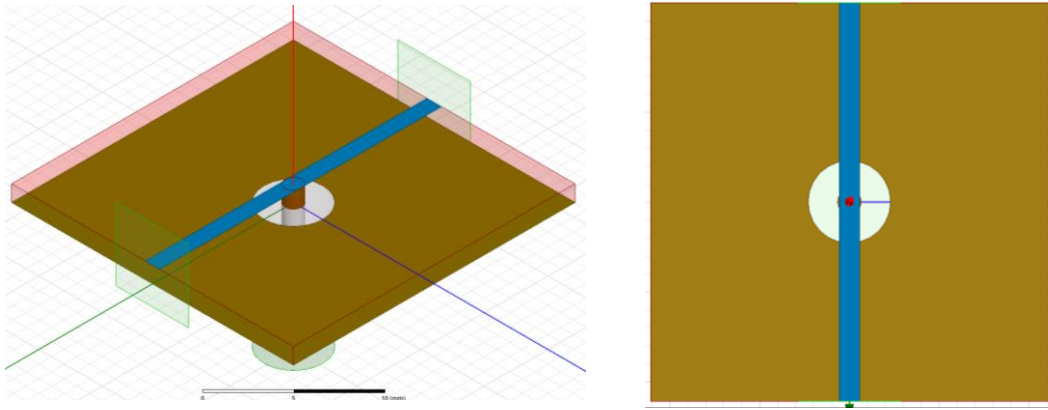
Siguiendo esos datos, las dimensiones del conector diseñado se recogen en la siguiente tabla.

PARÁMETRO	VALOR (mm)
Radio del <i>pin</i>	0.65
Radio de la cubierta exterior	2.3

**Tabla 6.5.1: Dimensiones del conector SMA.** [18]

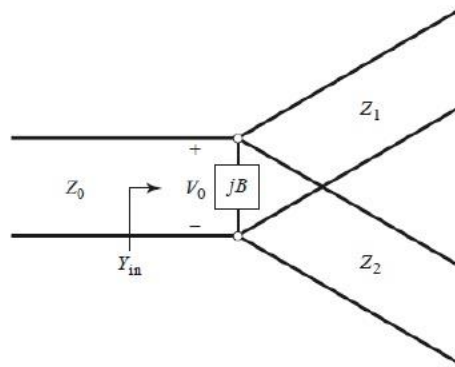
Se propuso, además, colocar el conector en la parte posterior de la agrupación, de modo que la alimentación entrara por debajo de la agrupación. Para ello, se debió hacer un orificio del diámetro de la cubierta exterior en el plano de masa para alojar el conector. Además, se debió realizar una vía para conectar el *pin* a la línea principal de alimentación. Cabe mencionar que el tamaño del sustrato escogido es arbitrario.

En la siguiente figura se puede apreciar el diseño final de la alimentación para la agrupación.



**Figura 6.5.2: Vistas alzado e isométrica del diseño de la alimentación.**

Observando las figuras, resulta obvio que se trata de un divisor *T-junction* de 3 dB en "tres dimensiones". En la siguiente figura puede observarse el circuito equivalente de un divisor *T-junction* tradicional.



**Figura 6.5.3: Circuito equivalente de un divisor *T-junction*. [19]**

En la discontinuidad que supone la unión existirán campos y modos de orden superior por lo que se almacenará energía. Dicho fenómeno puede modelarse mediante una reactancia,  $B$ . [19]

Para adaptarlo a la impedancia característica de la entrada:

$$\frac{1}{Z_0} = jB + \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \quad (6.2)$$

Si asumimos que el diseño tendrá muy pocas pérdidas, se puede ignorar el efecto de la reactancia. [19]

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \quad (6.3)$$

Para tener una división equitativa de 3 dB, las impedancias de las líneas de ambas ramas deben ser iguales. [19]

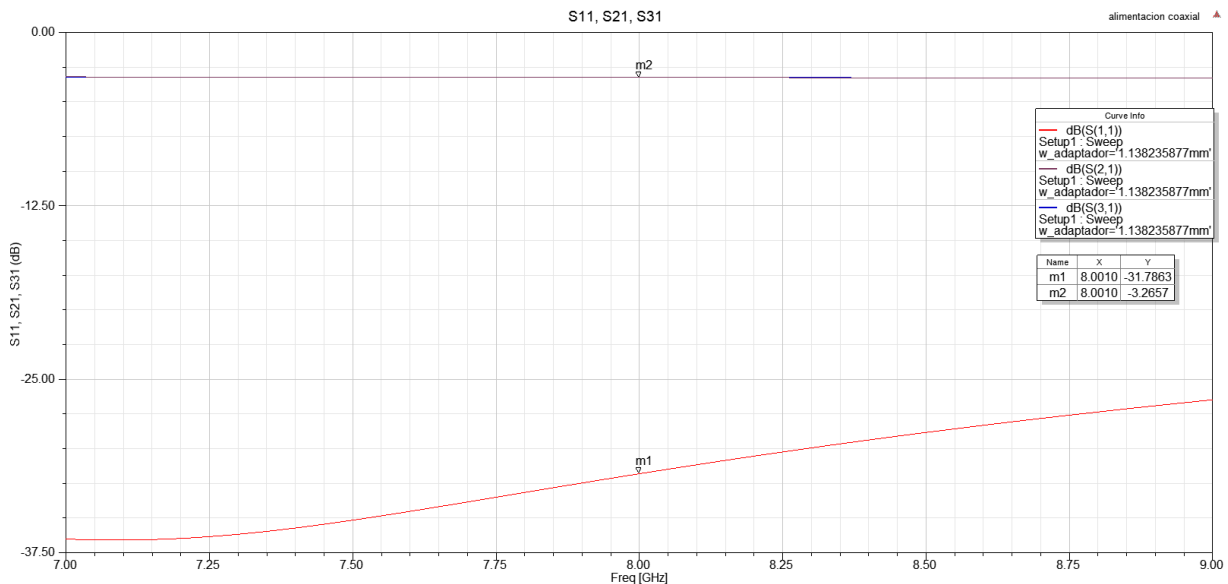
$$\frac{1}{Z_0} = \frac{2}{Z} \Leftrightarrow Z_1 = Z_2 = 2Z_0 \quad (6.4)$$

Por tanto, para obtener un divisor de 3 dB con un divisor *T-junction*, las impedancias de las ramas de la división deben ser idénticas y de valor el doble que la impedancia de la línea de entrada.

En este caso, si al conector de 50Ω se le conecta una línea de 100Ω de la manera que se muestra en la figura 6.5.2, se habrá conseguido realizar un divisor *T-junction* de 3 dB.

En relación a los puertos, se destaca que el puerto 1 es la cara posterior del conector, mientras que los puertos 2 y 3 son puertos cuadrados ficticios implementados del modo que ya se ha descrito en la introducción de este capítulo.

En la siguiente figura, puede apreciarse una representación del  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  obtenidos tras la simulación.



**Figura 6.5.4: Representación del  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  y  $S_{31}$  para el diseño de la alimentación.**

Tal y como puede apreciarse en la figura, a 8GHz el divisor ofrece los resultados recogidos en la siguiente tabla.

COEFICIENTE	VALOR A 8GHz (dB)
$S_{11}$	-31.79
$S_{21}$	-3.27
$S_{31}$	-3.27

**Tabla 6.5.2: Valores de  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  y  $S_{31}$  a 8GHz.**

El diseño ofrece una adaptación muy aceptable, con un ancho de banda a -3 dB muy amplio. Además, los valores del  $S_{21}$  y el  $S_{31}$  indican que la división es equitativa, repartiéndose la mitad de la potencia suministrada.

## 6.6. Diseño del divisor de potencia principal

Una vez estudiada la alimentación, se procedió al diseño de la red de división principal para alimentar cada elemento de la agrupación. Se recuerda que la línea principal conectada al conector SMA, es una línea de  $100\Omega$ , para conseguir una división de 3 dB desde el conector de alimentación, de  $50\Omega$ .

Esta nueva división, deberá ser también una división a 3 dB para obtener la distribución uniforme deseada, tal y como se ha explicado en apartados anteriores. De entre las múltiples opciones para implementar esta división (divisor *Wilkinson*, divisor *T-junction*, divisor resistivo, etc.) se escogió el divisor *T-junction* debido a su sencillez, integrabilidad junto con los buenos resultados que ofrece. Cierto es que el divisor *Wilkinson* ofrece mejor aislamiento entre sus puertos, pero introduce una mayor complejidad en el diseño.

Como se ha mencionado en el capítulo 6.5, para que un divisor *T-junction* ofrezca una división de 3 dB, las impedancias de las líneas de las ramas de la división deben ser idénticas y de valor el doble de la impedancia de la línea principal. Si las líneas que conectan cada elemento ya se conocen, debe ajustarse entonces la línea principal del divisor, de tal manera que:

$$Z_0 = \frac{Z_{1,2}}{2} \quad (6.5)$$

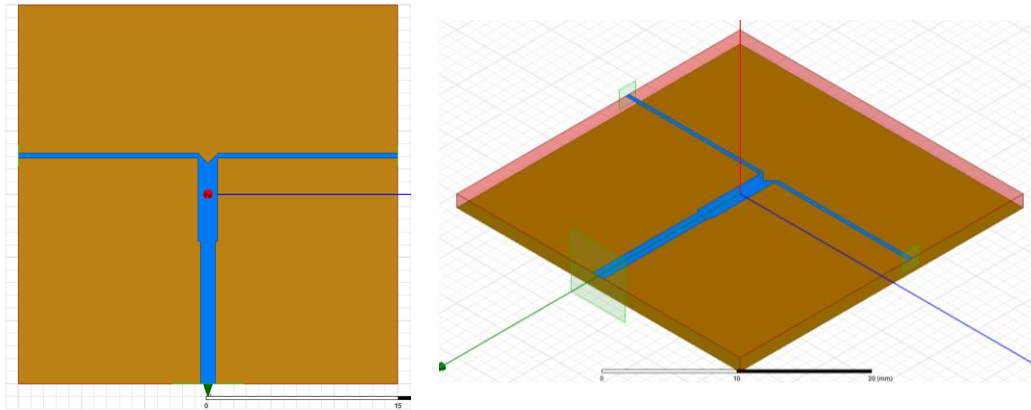
La línea principal de alimentación, a la que se conecta el conector SMA, tiene una impedancia de  $100\Omega$ . Por lo tanto, la línea principal de la división debe implementarse como un adaptador lambda cuartos. La impedancia que se ve desde la línea principal del divisor, es la impedancia en paralelo de ambas ramas de la división, por lo tanto:

$$Z_{\lambda/4} = \sqrt{Z_0 \cdot \frac{Z_{1,2}^2}{2Z_{1,2}}} = \sqrt{Z_0 \cdot \frac{Z_{1,2}}{2}} \quad (6.6)$$

Viendo las ecuaciones anteriores, resulta obvio que, como la impedancia de las ramas de la división debe ser una fija para lograr buena adaptación con las antenas además de que la

línea principal debe ser de  $100\Omega$ , la impedancia final del adaptador no podrá coincidir con el valor teórico, por lo que habrá que hallar una solución de compromiso.

Para ajustar su anchura, se realizó un esquemático con únicamente el divisor y se preparó un barrido paramétrico para ajustar la anchura del adaptador. Se preparó, además, un barrido paramétrico para ajustar la longitud del adaptador ya que, con la longitud de  $\lambda/4$  calculada, la respuesta del divisor se centraba en una frecuencia ligeramente mayor a 8GHz. En la siguiente figura se puede apreciar el esquemático del diseño final, con un adaptador de anchura **1.55mm** y una longitud de **6.636mm**.



**Figura 6.6.1: Vistas alzado e isométrica del diseño del divisor principal.**

Cabe mencionar que el diseño se implementó sobre un sustrato de tamaño arbitrario, ya que no se pretendía obtener los resultados radiantes de este diseño.

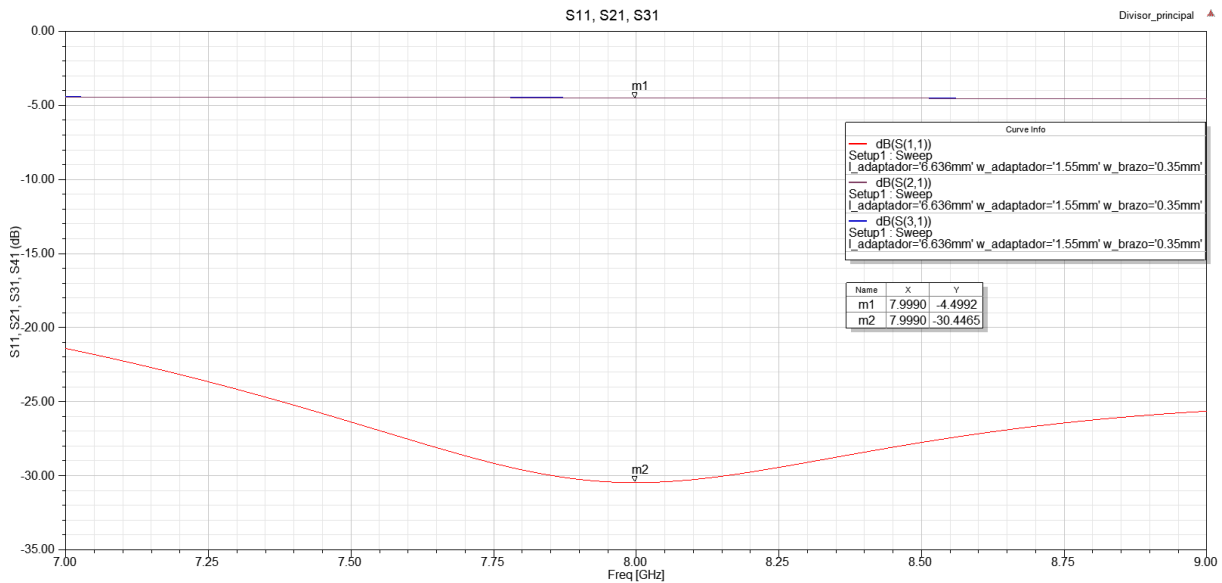
En los divisores *T-junction*, la unión de las líneas produce una discontinuidad de corriente que puede producir pérdidas por almacenamiento de energía. Para evitar este fenómeno, se introdujo en la unión un corte en "v", mediante la herramienta *subtract*. De este modo, la distancia entre la esquina de la unión y la arista de la "v" sea, aproximadamente, la anchura de la línea de las ramas de la división. En la siguiente imagen se puede apreciar el detalle de la unión en "v".



**Figura 6.6.2: Detalle de la unión en "v" del divisor principal.**

En la siguiente figura, se aprecia la representación del  $S_{11}$ , del  $S_{21}$  y del  $S_{31}$  obtenidos para el diseño final. En la figura, se puede apreciar que el ancho de banda es muy amplio.





**Figura 6.6.3: Representación del  $S_{11}$ ,  $S_{21}$  y  $S_{31}$  obtenidos.**

Los resultados obtenidos se recogen en la siguiente tabla.

COEFICIENTE	VALOR A 8GHz (dB)
$S_{11}$	-30.45
$S_{21}$	-4.49
$S_{31}$	-4.49

**Tabla 6.6.1: Resultados obtenidos para el diseño del divisor principal.**

Observando los resultados obtenidos, se aprecia, fijándose en el  $S_{11}$ , que se logra una buena adaptación para el puerto de entrada. Fijándose en los valores obtenidos para los coeficientes  $S_{21}$  y  $S_{31}$ , se puede observar que la división es equitativa, pero se producen pérdidas de aproximadamente 1.5 dB, debido a lo descrito en el párrafo anterior.

Si se hubiese empleado una configuración diferente, como podría ser, por ejemplo, emplear como línea principal del divisor la línea de alimentación y emplear líneas para las ramas ajustadas a esa línea principal, se podría haber conseguido un divisor de bajas pérdidas. El problema de esa configuración está en que habría que introducir un adaptador para adaptar las líneas a las antenas, lo que complica el diseño y, sobre todo, la introducción de los desfases (se explicará en el próximo capítulo), ya que la distancia entre las líneas disminuiría drásticamente.

---

## 6.7. Diseño del array de 4 antenas parche microstrip

---

Tal y como se ha mencionado anteriormente, se consideró que un array de 4 elementos sería suficiente para cumplir los requisitos de ganancia establecidos para este proyecto. Se procedió, por lo tanto, al diseño de un array de 4 antenas parche microstrip con polarización circular, empleando los diseños anteriores.

### 6.7.1. Mejorando el ancho de banda de polarización circular

---

Como ya se ha mencionado en el apartado 3.2 y en el apartado 6.4, el mayor problema del diseño de antena parche con polarización circular obtenida mediante alimentación única es el bajo ancho de banda que ofrece. Para solucionarlo, se propuso implementar el array empleando una rotación secuencial de los cuatro elementos del array. Al tener el array 4 elementos, cada elemento se debía rotar  $90^\circ$  para lograr la rotación conjunta de  $360^\circ$ . Cabe mencionar que, junto con cada antena parche, también debe rotar el punto de alimentación de cada elemento.

No obstante, si se rotan secuencialmente cada elemento del array, los campos no "girarán" de manera sincronizada entre cada antena del array. En concreto, habrá un desfase secuencial de  $90^\circ$  entre cada elemento. Para solucionarlo, habrá que implementar desfasadores con el fin de compensar el desfase introducido por la rotación secuencial.

Este método de rotación secuencial, debería generar una polarización conjunta en el array, lo que debería incrementar el ancho de banda de polarización circular.

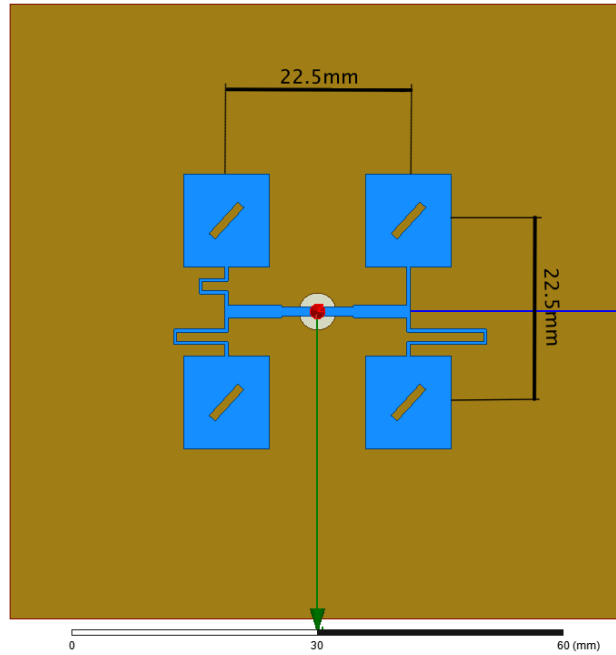
### 6.7.2. Implementación de los desfasadores

---

En un primer diseño, se implementó el array de 4 antenas parche microstrip aprovechando los diseños ya implementados. Las dimensiones del array son las de los diseños ya implementados.

Para implementar los desfasadores, se introdujeron codos para lograr la longitud de línea correspondiente para cada caso.

En la siguiente figura puede apreciarse el diseño inicial del array de 4 antenas parche microstrip con polarización circular, con la alimentación desde abajo.



**Figura 6.7.1: Esquemático del diseño inicial del array de 4 antenas parche.**

Como puede observarse en la figura, la separación de las antenas es  $22.5\text{mm}$ . Se recuerda que, para que no aparezcan *grating lobes* en el diagrama de radiación, la separación entre elementos debe ser aproximadamente  $0.6\lambda_0$ . A la frecuencia de  $8\text{GHz}$ , la longitud de onda en el vacío es  $37.5\text{mm}$ , por lo que la separación entre elementos debía ser  $22.5\text{mm}$ .

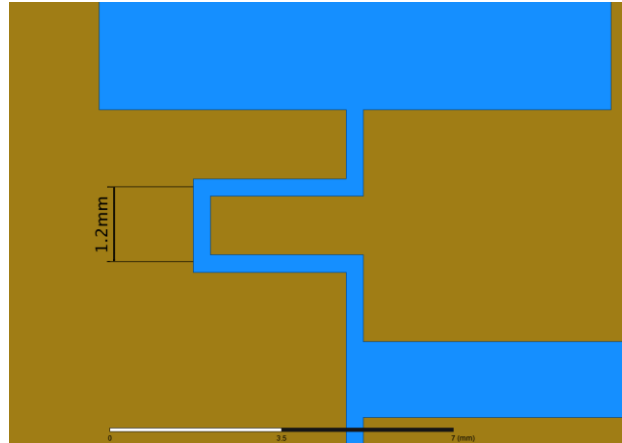
Además, puede observarse que no está implementada la unión en "v". La unión en "v" se implementó más adelante con el objetivo de simplificar el proceso iterativo en el diseño y simulación del mismo. Una vez alcanzado el diseño final, la unión en "v" se implementó.

Con respecto a los desfases, la línea de alimentación del parche en la posición  $(x = -11.25\text{mm}, y = 11.25\text{mm})$ , tiene una longitud  $l$ . En la siguiente tabla se puede apreciar las longitudes de las líneas de alimentación de cada parche.

POSICIÓN DEL PARCHÉ	LONGITUD DE LÍNEA
$x = -11.25\text{mm}, y = 11.25\text{mm}$	$l$
$x = -11.25\text{mm}, y = -11.25\text{mm}$	$l + \lambda/4$
$x = 11.25\text{mm}, y = -11.25\text{mm}$	$l + \lambda/2$
$x = 11.25\text{mm}, y = 11.25\text{mm}$	$l + 3\lambda/2$

**Tabla 6.7.1: Tabla con las longitudes de las líneas de alimentación de cada parche.**

Para implementar los desfases, como se ha mencionado, se implementaron codos. En un principio, la longitud del codo fue  $1.2\text{mm}$ . En la siguiente figura se muestra el detalle de la línea de alimentación del parche en la posición  $x = -11.25\text{mm}$ ,  $y = -11.25\text{mm}$ , en la que se puede apreciar con mayor detalle el codo implementado.



*Figura 6.7.2: Detalle del codo implementado en el diseño inicial.*

Los resultados para este primer diseño, no obstante, fueron insatisfactorios. El  $S_{11}$  se encontraba desplazado en frecuencia y el *axial ratio* era demasiado alto. Por lo tanto, se tuvieron que hacer múltiples iteraciones en el diseño hasta conseguir un diseño con las dimensiones recogidas en la siguiente tabla.

PARÁMETRO	DIMENSIÓN (mm)
Longitud del parche	11.49
Anchura del parche	10.55
Longitud del <i>slot</i>	5.5
Anchura del <i>slot</i>	1.03
Anchura de línea de alimentación del parche	0.35
Anchura del adaptador	1.55
Anchura de línea de acoplo	1.138
Distancia de separación	22.5
Longitud del codo	1.2

*Tabla 6.7.2: Dimensiones del segundo diseño.*

Con este diseño, se obtenían los resultados mostrados en las siguientes figuras.

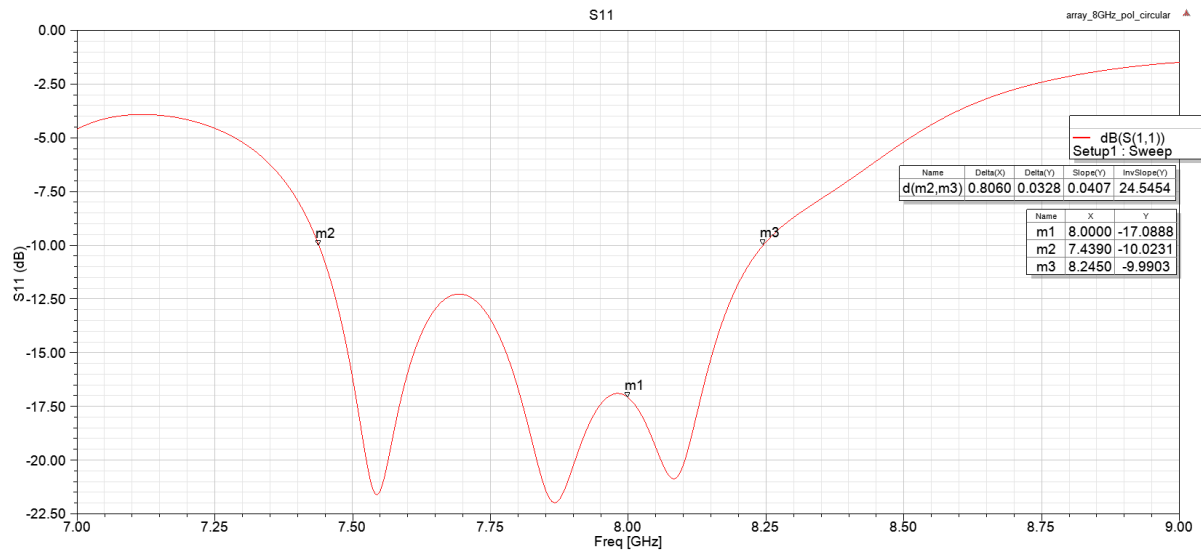


Figura 6.7.3: Representación del  $S_{11}$  obtenido para el array con antenas separadas  $0.6\lambda$ .

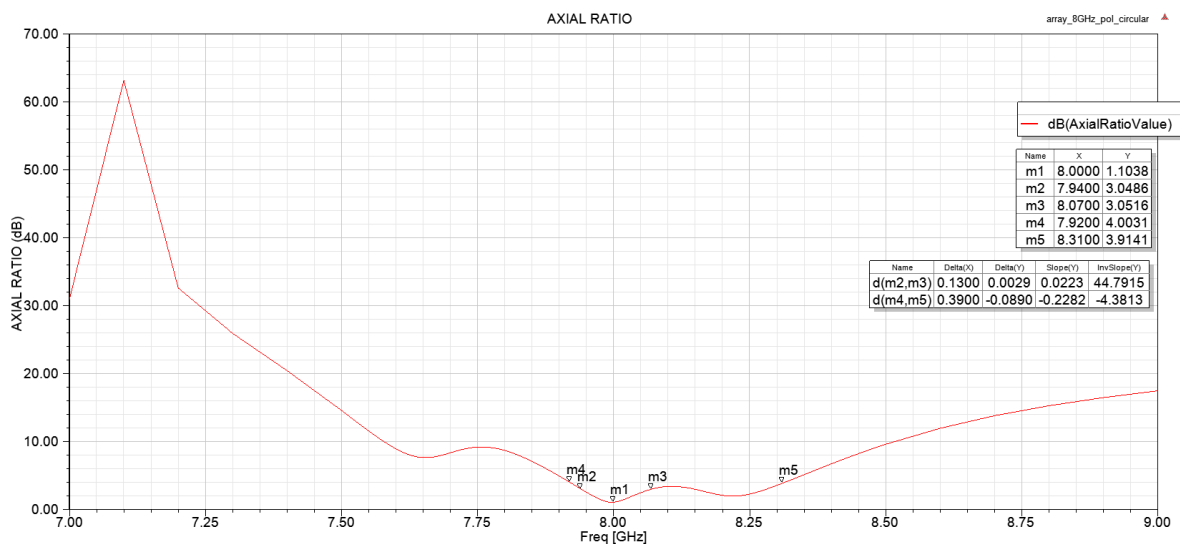


Figura 6.7.4: Representación del axial ratio obtenido para el array con antenas separadas  $0.6\lambda$ .

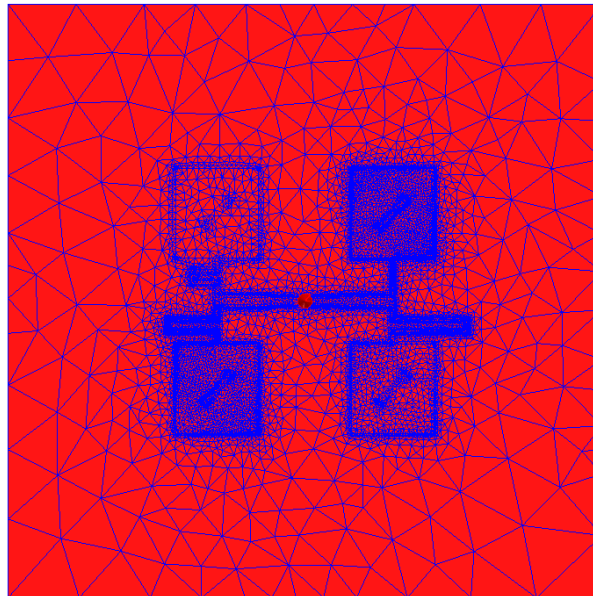
Como puede observarse en la figura 6.7.3, el  $S_{11}$  obtenido a la frecuencia de 8GHz tiene un valor de  $-17.09 \text{ dB}$ , lo que indica una adaptación bastante aceptable. Además, se aprecian varias resonancias combinadas que provocan que el ancho de banda sea bastante grande. En concreto, se consigue un ancho de banda de impedancia del **10.075%**, aproximadamente. De todos modos, se pueden apreciar tres resonancias a tres frecuencias diferentes, lo que, probablemente, provocaba que el ancho de banda fuese tan amplio. Dichas resonancias, además, indicaban que podría producirse un efecto indeseado en el funcionamiento del array.

En cuanto al *axial ratio*, se puede apreciar en la figura 6.7.4 que se obtuvo un valor a 8GHz de **1.104 dB**, el cual es bastante menor al requerido por las especificaciones del proyecto. Recordamos que se requería que fuese menor que  $4 \text{ dB}$ . El problema radica, de nuevo, en el ancho de banda de polarización circular, que es menor del 5%, medido a las frecuencias en las que el *axial ratio* es menor a 3 dB. En concreto, el ancho de banda de polarización circular medido a 3 dB es del 1.59%, aproximadamente. Mucho menor que el requerido. Sin embargo,

el valor de *axial ratio* requerido para el proyecto debe ser menor a 4 dB. Si se mide el ancho de banda de polarización circular a las frecuencias en las que el *axial ratio*, se obtiene un valor mayor, en concreto, se obtiene un valor de ancho de banda de polarización circular del 4.9%, un valor muy cercano al requerido, pero sigue siendo menor.

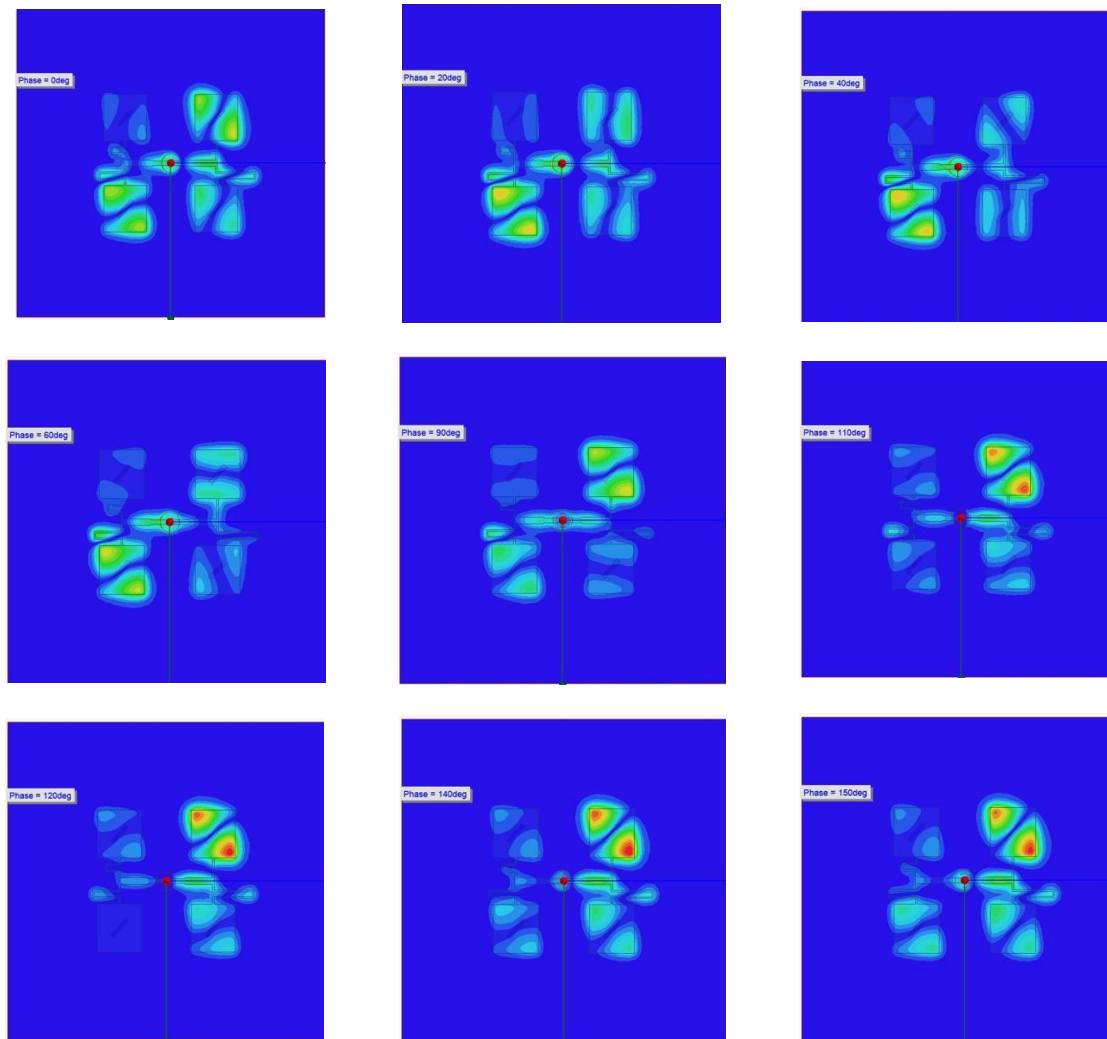
Al igual que antes, el ancho de banda de polarización elevado podía deberse a las tres resonancias mencionadas anteriormente y que también pueden apreciarse en la representación del *axial ratio*.

No obstante, observando la representación del  $S_{11}$ , se aprecia que hay unas pérdidas considerables, de hasta 5 dB. Se recuerda que el divisor empleado sufre unas pérdidas de 1.5 dB. No obstante, es necesario saber qué es lo que provoca esas pérdidas adicionales. Además, en la figura se puede observar que, a frecuencias menores a 7GHz, podría aparecer una nueva resonancia. Representando el mallado realizado por el programa, se obtiene la siguiente figura.



**Figura 6.7.5: Detalle del mallado realizado.**

Como puede apreciarse en la figura, el mallado realizado por el programa no es uniforme, resultando mucho menos preciso en el parche situado en la posición  $x = -11.25mm, y = -11.25mm$ , sobre todo. Esto puede deberse a que los campos en ese elemento son de menor intensidad. Para averiguar la razón por la cual sucedía esto, se representaron y animaron los campos generados, para comprobar si sucede algo extraño en la propagación. En la siguiente serie de imágenes, pueden apreciarse varios *frames* de la animación de los campos.



**Figura 6.7.6: Distintos frames de la animación de los campos.**

Como se había predicho, al parche en la posición  $x = -11.25\text{mm}$ ,  $y = -11.25\text{mm}$  se le suministraba menos potencia, al observar que el campo en dicho elemento era de menor intensidad. Además, se aprecia otro fenómeno. La potencia no se estaba acoplando correctamente al parche  $x = -11.25\text{mm}$ ,  $y = -11.25\text{mm}$ . Lo que parece estar sucediendo es que el campo se acopla por radiación desde el codo al parche. Además, el campo en el parche no estaba "girando" como debería suceder con un parche con polarización circular, sino que resonaba. Estos fenómenos podrían estar provocando las pérdidas mencionadas en párrafos anteriores, así como la resonancia que se intuye en la representación del  $S_{11}$ .

La razón por la cual podrían estar sucediendo estos fenómenos, es la distancia entre las líneas de alimentación de los parches y los propios parches y la longitud de los codos. Como se puede apreciar en la figura anterior, el parche que actúa como referencia para la fase, el de la posición  $x = -11.25\text{mm}$ ,  $y = 11.25\text{mm}$ , funciona correctamente con polarización circular, lo que refuerza la teoría de que la razón puede ser la distancia de las líneas a los parches.

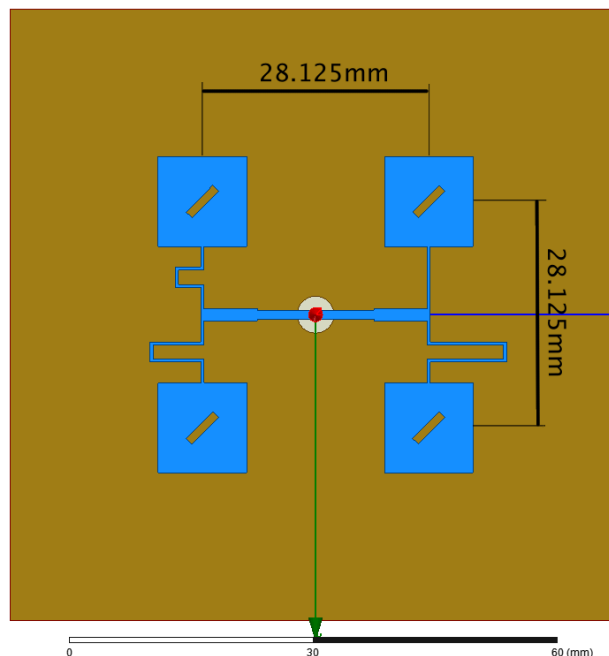
Por esta razón, se varió la longitud del codo hasta  $0.6\text{mm}$  y hasta  $1.8\text{mm}$ . A pesar de ello, seguían sucediendo los mismos fenómenos. Por ello, se optó por aumentar la distancia de

separación entre antenas hasta  $0.75\lambda_0$ , con una longitud de codo de  $1.8\text{mm}$ , para evitar el acoplo por radiación. El coste fue que, probablemente, el diagrama de radiación empeoraría. Los resultados mejoraron considerablemente. Tras varias iteraciones, se obtuvo el diseño final. En la siguiente tabla se recogen las dimensiones de este diseño.

PARÁMETRO	DIMENSIÓN (mm)
Longitud del parche	11.15
Anchura del parche	11
Longitud del slot	4.7
Anchura del slot	1.03
Anchura de la línea	0.35
Anchura del adaptador	1.55
Distancia de separación	28.125

**Tabla 6.7.3: Tabla con las dimensiones del diseño.**

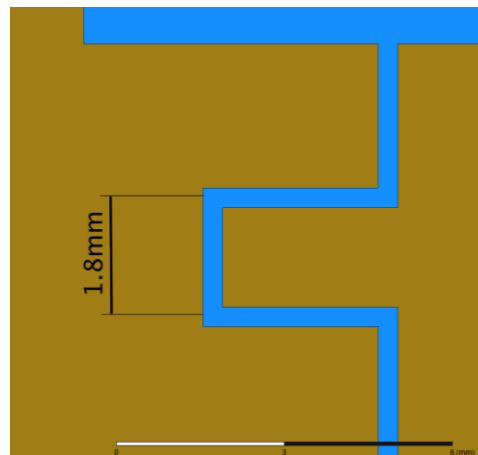
En la siguiente figura puede apreciarse el esquemático del diseño con distancia de separación entre elementos de  $0.75\lambda_0$ .



**Figura 6.7.7: Esquemático del segundo diseño, con separación entre elementos de  $0.75\lambda_0$ .**

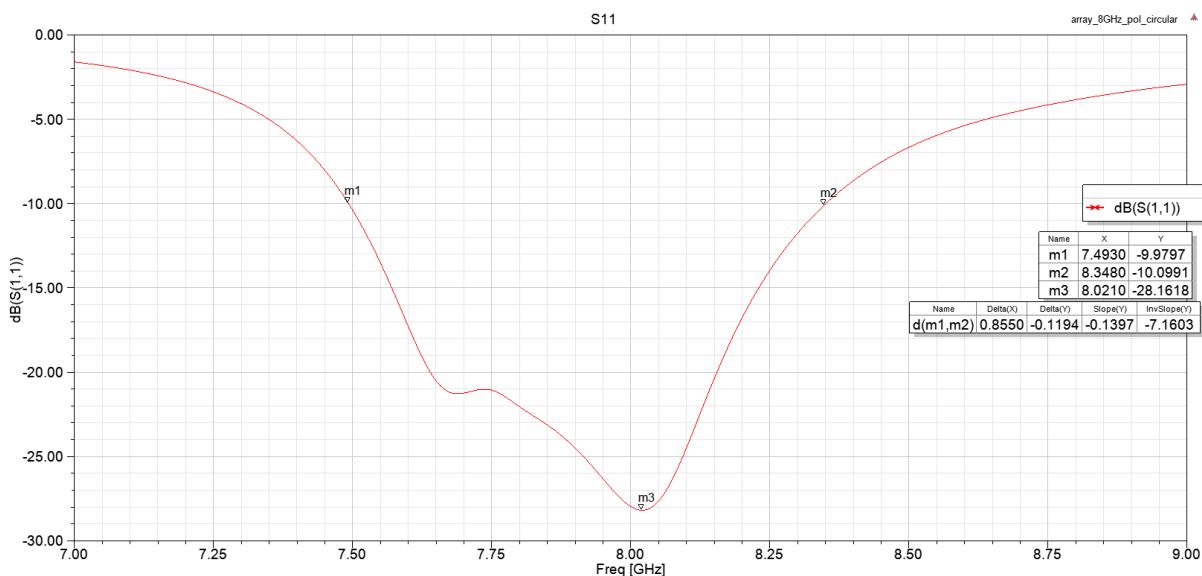


Como puede observarse en la siguiente figura, se implementaron los codos con una longitud de  $1.8\text{mm}$ .



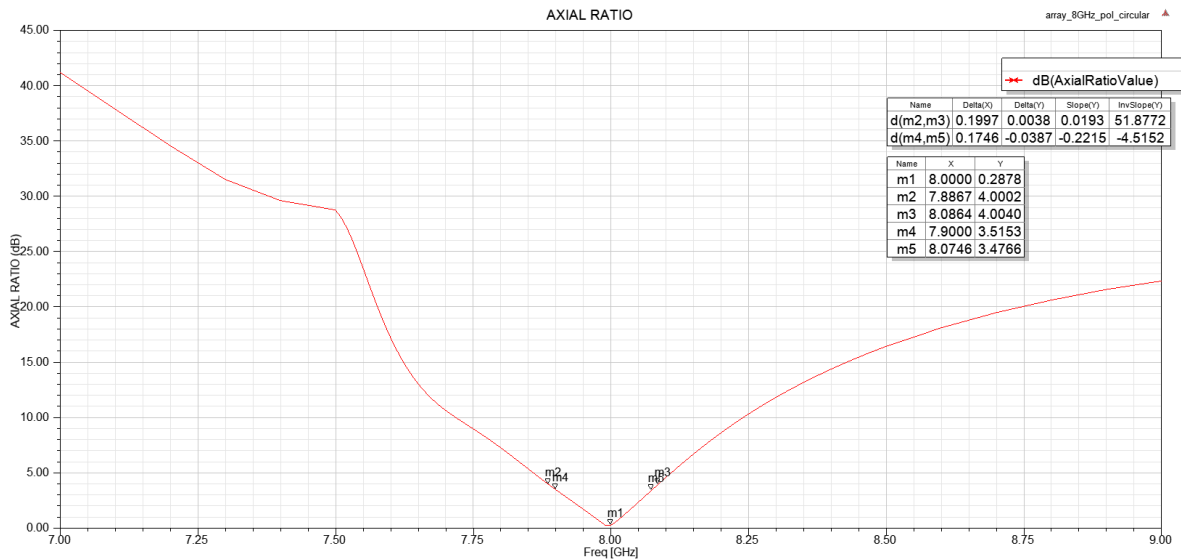
**Figura 6.7.8:** Detalle del codito implementado para la inclusión de los desfases.

Los resultados obtenidos con este diseño se pueden apreciar en las siguientes figuras.



**Figura 6.7.9:** Representación del  $S_{11}$  obtenida con el array con  $0.75\lambda$  de separación entre elementos.

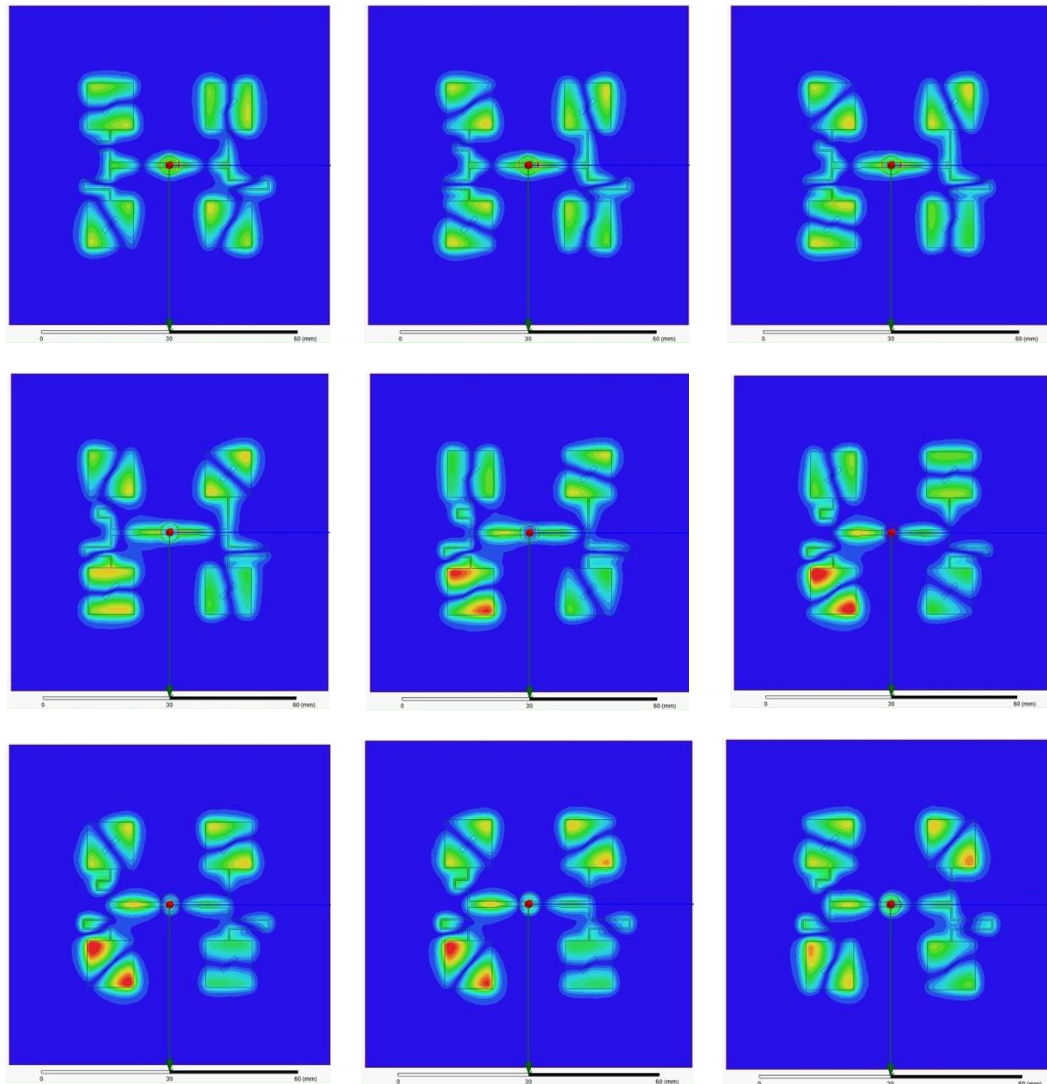
En la figura, se observa que el valor del  $S_{11}$  a la frecuencia de  $8\text{GHz}$  es  $-28.17\text{ dB}$ , aproximadamente, lo cual indica una buena adaptación del puerto de entrada. Además, las resonancias que se observaban en el diseño anterior han desaparecido, lo que refuerza la teoría de que eran provocadas por la escasa distancia entre las líneas y las antenas. El ancho de banda de impedancia obtenido, es del  $10.69\%$  aproximadamente, el cual es considerablemente mayor al ancho de banda requerido en las especificaciones del diseño.



**Figura 6.7.10: Representación del axial ratio obtenido para una separación entre elementos de  $0.75\lambda$ .**

En la figura, se observa que el *axial ratio* a 8GHz toma un valor mínimo de **0.2878 dB**, el cual es muy inferior al requerido, por lo que se cumplen las especificaciones del proyecto.

A pesar de ello, el ancho de banda de polarización circular es del **2.496%** por lo que sigue siendo demasiado bajo, por lo que sigue sin cumplir con los requisitos del proyecto. No obstante, se aprecia una mejora del mismo con respecto de la antena parche con polarización circular individual, cuyo ancho de banda de polarización circular era del **2.19%**, por lo que el método implementado para ampliar el ancho de banda de polarización circular funciona correctamente, pero no lo aumenta lo suficiente. Se representaron los campos para comprobar su correcto funcionamiento.



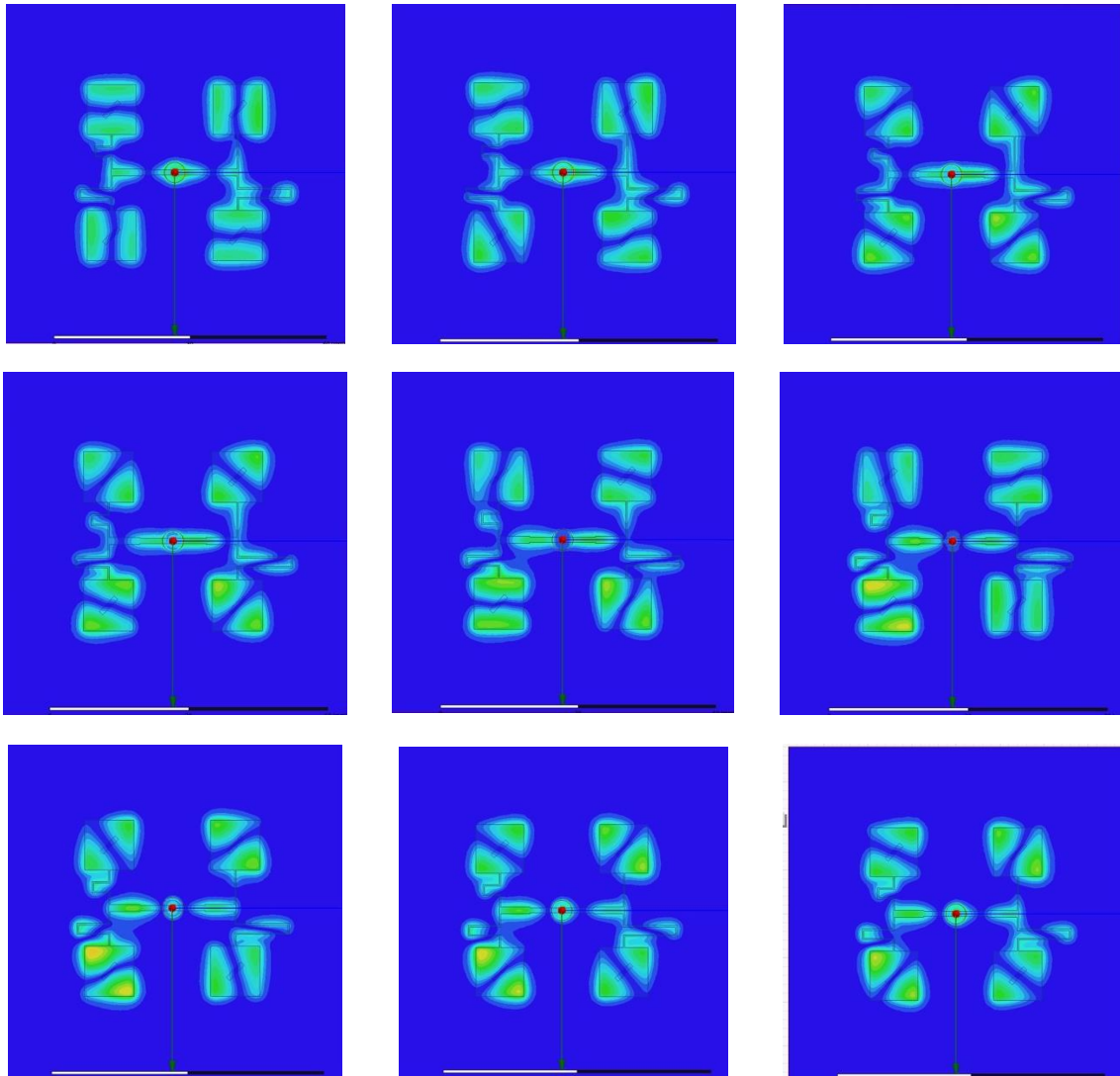
**Figura 6.7.11: Diferentes frames de la animación de los campos en el array de antenas parche.**

En la figura, se puede apreciar cómo los campos "giran" correctamente en todos los elementos. Como se ha mencionado anteriormente, los campos se acoplan considerablemente mejor que en el diseño anterior, con distancia de separación entre elementos de  $0.6\lambda_0$ . Esto se puede apreciar claramente en la figura anterior, al no aparecer ningún acoplo por proximidad. Además, se ha eliminado la resonancia que aparecía en el parche situado en la parte inferior izquierda, provocada por la cercanía de la línea de alimentación al parche.

De todos modos, se aprecian algunos efectos indeseados. Al parche en la posición inferior izquierda, se le suministra más potencia que al resto de elementos. Como se ha visto en los apartados 6.5 y 6.6, tanto la alimentación mediante coaxial como el divisor principal, dividen la potencia de forma equitativa entre sus dos ramas (se recuerda que el divisor principal introduce unas pérdidas de 1.5 dB aproximadamente), por lo que se desconoce la razón por la cual podría suceder este fenómeno. Se puede apreciar cómo la potencia dividida en el punto de alimentación del coaxial es mayor en la rama a la que está conectada dicho parche, que a la otra rama.

Para que este método para tratar de aumentar el ancho de banda del array funcione perfectamente, el desfase progresivo entre los elementos debe ser de  $90^\circ$  exactos, para que se produzca la rotación secuencial en el sistema. De este modo, el parche en la posición superior derecha debería funcionar en sincronía con el parche en la posición inferior izquierda, y de igual manera con la otra pareja de antenas. Como puede apreciarse en las imágenes, esto no ocurre con precisión, por lo que habría que ajustar la longitud de los desfasadores.

Tras varias iteraciones en el diseño, se logró ajustar de manera precisa la longitud de los desfasadores. En la siguiente serie de imágenes, se pueden apreciar varios *frames* de la animación de los campos en el array.



**Tabla 6.7.4:** Múltiples frames de la animación de los campos representados.

Como puede observarse en las imágenes, el desfase de los campos generados en cada uno de los elementos es el deseado. No obstante, se aprecia un problema fundamental. Cuanto mayor es la longitud de la línea que alimenta el parche en la posición inferior derecha, se producía un mayor acoplo al parche por proximidad de la línea, lo que limitaba el desfase

obtenible. Como en casos anteriores, habría que encontrar una solución de compromiso para la longitud de dicho desfasador.

El  $S_{11}$  obtenido se muestra en la siguiente figura.

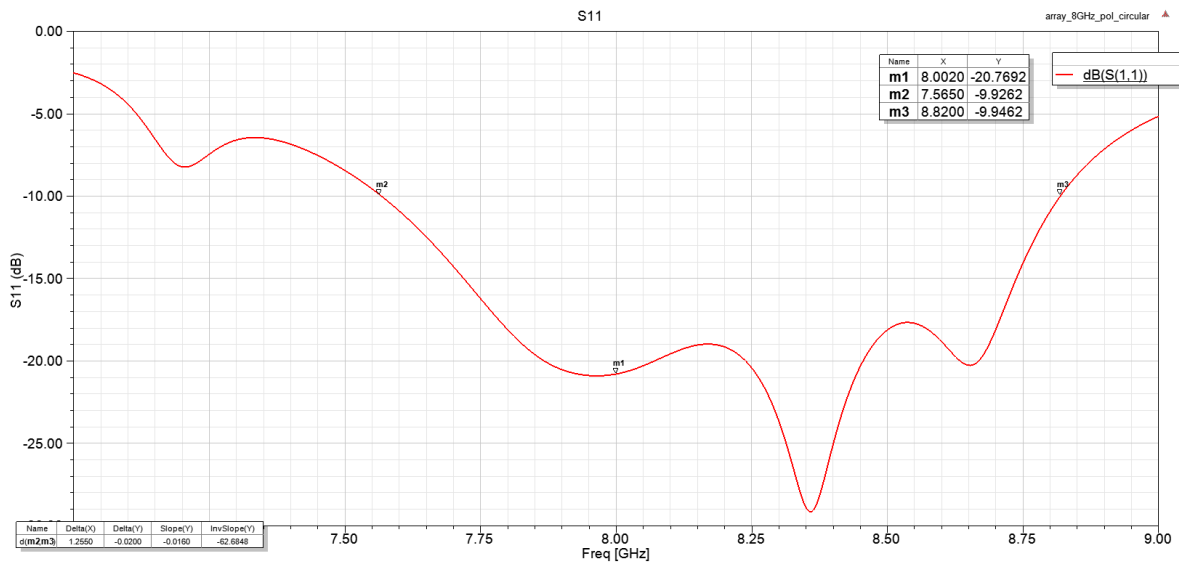


Figura 6.7.12:  $S_{11}$  obtenido para este diseño.

Se obtiene un valor del  $S_{11}$  a 8GHz de  $-20.7692$  dB, y un ancho de banda de impedancia del 15.6875%.

En cuanto a la calidad de la polarización circular obtenida, en la siguiente figura se puede apreciar una representación del *axial ratio* obtenido.

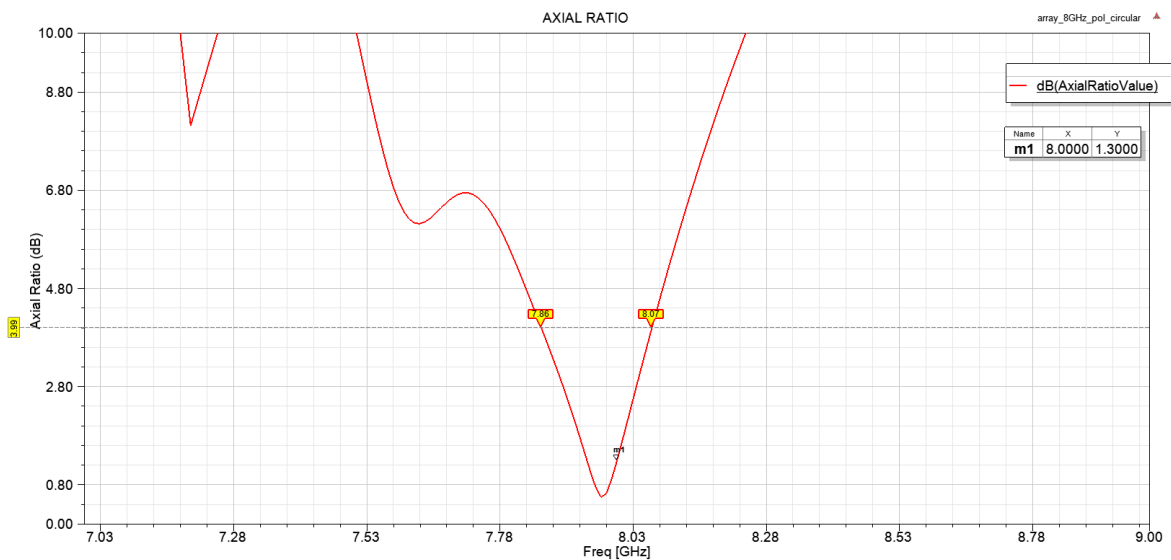


Figura 6.7.13: Axial ratio obtenido para este diseño.

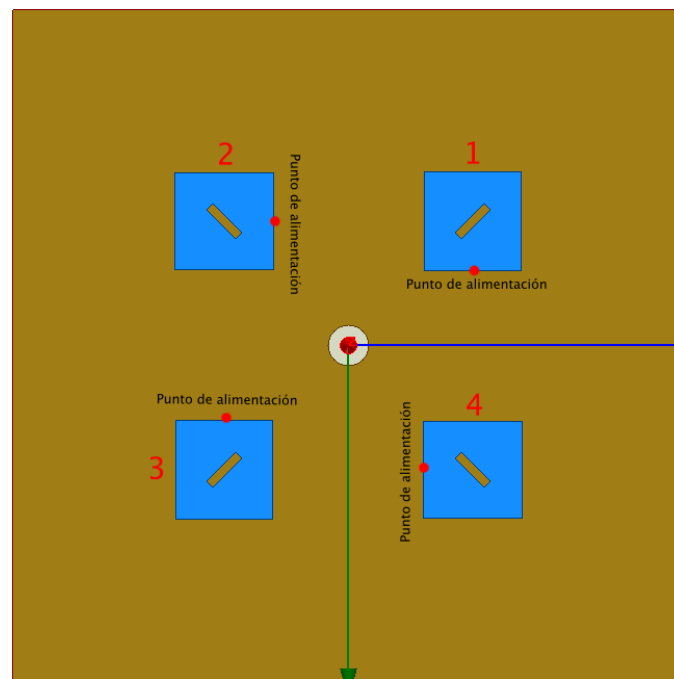
Como puede apreciarse en la figura, el valor obtenido para el *axial ratio* a 8GHz es de 1.3 dB. Se obtiene un ancho de banda de polarización circular del 2.625%. Como puede

observarse, el ancho de banda de polarización circular ha mejorado aproximadamente un 0.4%, con respecto al obtenido con la antena individual.

### 6.7.3. Implementación de la rotación secuencial

Si se empleara el diseño actual, a pesar de que los parámetros del mismo parecen ser correctos, el funcionamiento sería errático. Esto se debe a que los campos no giran simultáneamente del mismo modo en los 4 parches del array, sino en pareja. Así, cuando una pareja presenta un máximo del campo en el largo del parche, la otra presentará un mínimo. De este modo, cada pareja radiará con una polarización diferente en cada momento. Por ello, se debe implementar la rotación secuencial.

No obstante, una vez implementada la rotación secuencial, las líneas de alimentación debían cambiar, al rotar también los puntos de alimentación. Además, se deben conservar la fase progresiva de  $90^\circ$  para compensar los desfases introducidos por la rotación secuencial. Por suerte, se pudo emplear el diseño los desfases ya diseñados para el diseño de las nuevas líneas de alimentación. En la siguiente imagen puede apreciarse el aspecto de las antenas parche después de implementar la rotación secuencial.



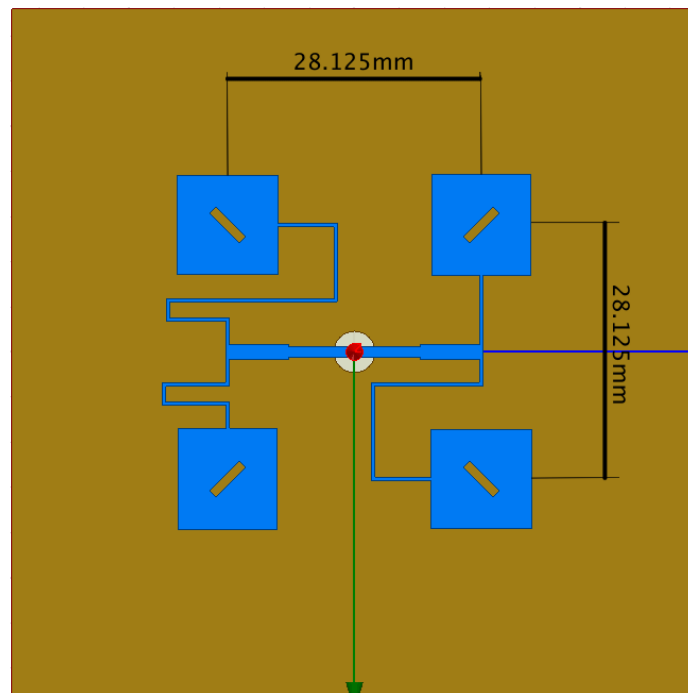
**Figura 6.7.14: Aspecto de los parches con la rotación secuencial implementada.**

De este modo, tomando el parche 1 como el de referencia, el parche 2 necesita  $90^\circ$  de desfase, el parche 3, necesitará  $180^\circ$  y el 4,  $270^\circ$ . Teniendo en cuenta la localización del punto de alimentación, la longitud de las líneas diseñadas en el caso anterior no variará para los parches 3 y 4, ya que se puede alcanzar sin problemas con dichas longitudes el punto de alimentación de dichos parches. De hecho, la línea de alimentación del parche 3, no sufrirá ninguna modificación, al conservar la misma configuración. La línea de alimentación para el

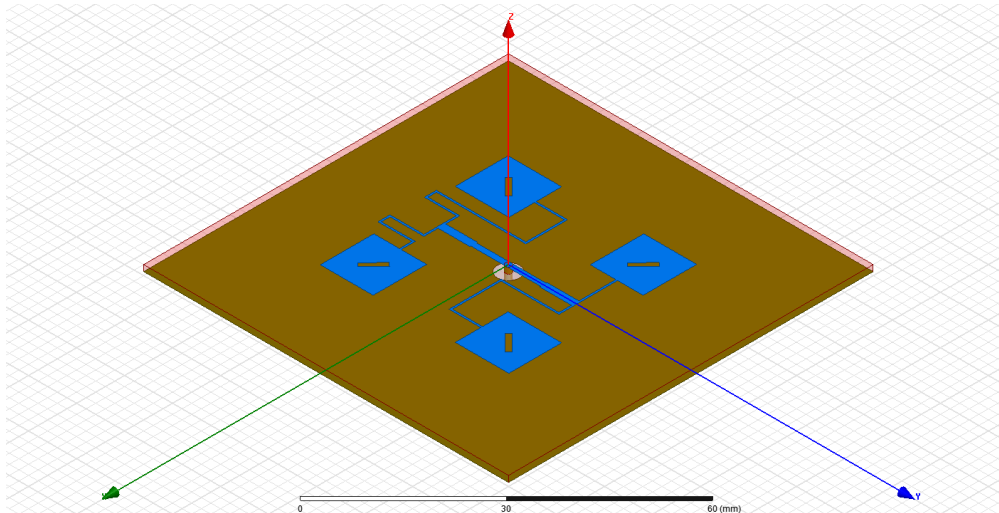
parche 4 sufrió ciertas modificaciones para que, sin modificar su longitud, se alcance el punto de alimentación.

El mayor problema residía en la línea de alimentación del parche 2, que necesita  $90^\circ$  de desfase y alcanzar un punto de alimentación demasiado lejano. Por ello, se debió diseñar una línea de alimentación de  $450^\circ$  de longitud eléctrica ( $5\lambda/4$ ), para obtener los  $90^\circ$  añadiendo una línea de longitud  $\lambda$  a la ya diseñada.

Tras múltiples iteraciones en el diseño, se consiguió ajustar las dimensiones para obtener los resultados deseados. En la siguiente imagen se puede apreciar el diseño final del array.

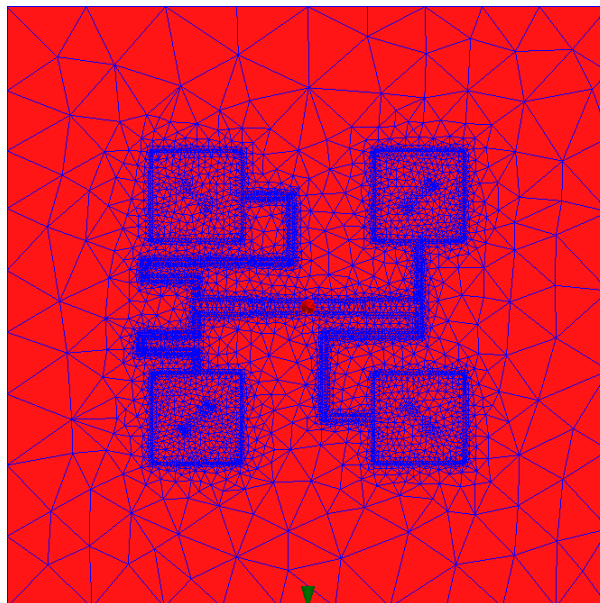


*Figura 6.7.15: Diseño final del array de 4 elementos con polarización circular.*



**Figura 6.7.16: Vista isométrica del diseño final de array de 4 antenas parche microstrip con polarización circular.**

Para comparar el funcionamiento de este diseño con el anterior, se representaron los campos generados y se realizó una animación de los mismos para observar el "giro" producido. En la siguiente imagen puede apreciarse el mallado realizado por el programa.

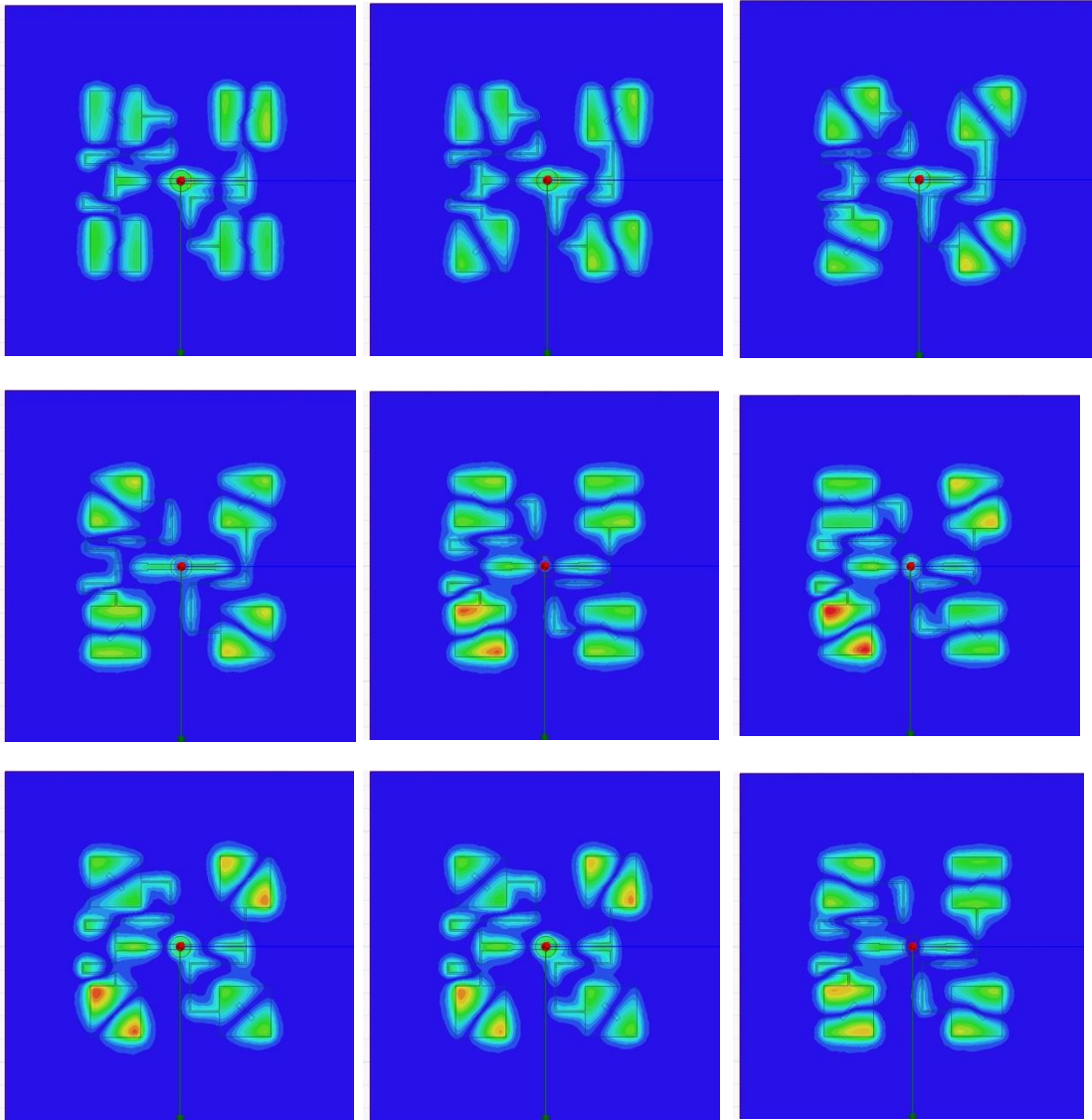


**Figura 6.7.17: Mallado realizado por el programa para el análisis del diseño.**

Como siempre, el mallado resulta mucho más preciso en las zonas en las que el campo tiene mayor intensidad, en los parches y las líneas de transmisión.

En la siguiente serie de imágenes se pueden apreciar diversos *frames* de dicha animación.





**Figura 6.7.18: Representación de la animación de los campos para el array de 4 antenas parche.**

En la imagen puede apreciarse como los campos "rotan" con una buena sincronización entre sí. Resulta obvio que, cuanto mejor sea la sincronización de los campos, mejor valor de *axial ratio* y mayor ancho de banda de polarización circular se obtendrá. A pesar del buen comportamiento general del array, se aprecian algunos efectos no deseados. El primero, es que la división de potencia a los elementos del array no es equitativa. Esto ya sucedía en casos anteriores. Una solución a este problema podría ser ajustar la separación entre antenas, como ocurrió en casos anteriores.

Otro problema apreciable en las figuras es que la sincronización no es perfecta, girando alguno de los parches a mayor velocidad para ciertos valores de la fase del vector de campo. Esto indica que el *axial ratio* podría mejorarse. Para solucionarlo, podría ajustarse las dimensiones del *slot* diagonal.

En la siguiente figura puede apreciarse la representación del  $S_{11}$  obtenido con este diseño.

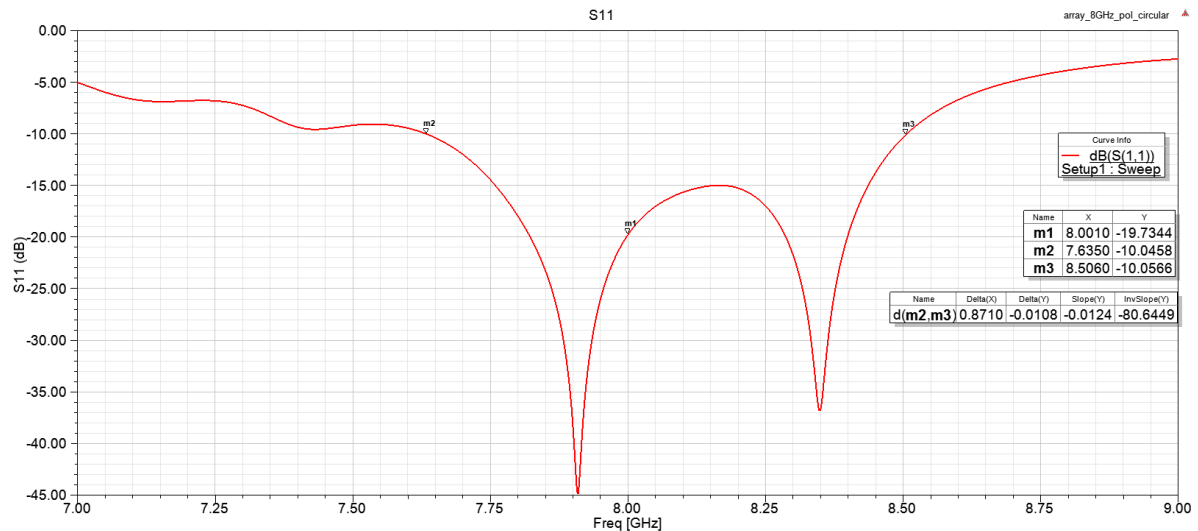


Figura 6.7.19: Representación del  $S_{11}$  obtenido con el diseño final.

Observando la figura, se puede comprobar que el ancho de banda de impedancia obtenido es del **10.8875%**, que supera holgadamente los requisitos respecto al ancho de banda del proyecto. El valor del  $S_{11}$  obtenido a 8GHz es de **-19.7344 dB**, tomando un valor mínimo dentro del ancho de banda de aproximadamente **-45 dB**, lo que indica que la adaptación conseguida es bastante aceptable. No obstante, el diseño podría optimizarse para lograr una mejor adaptación, eliminando las dos resonancias que pueden apreciarse en la figura y mejorando la adaptación a la frecuencia de operación.

En la siguiente figura puede apreciarse la representación del *axial ratio* obtenido para el diseño final.

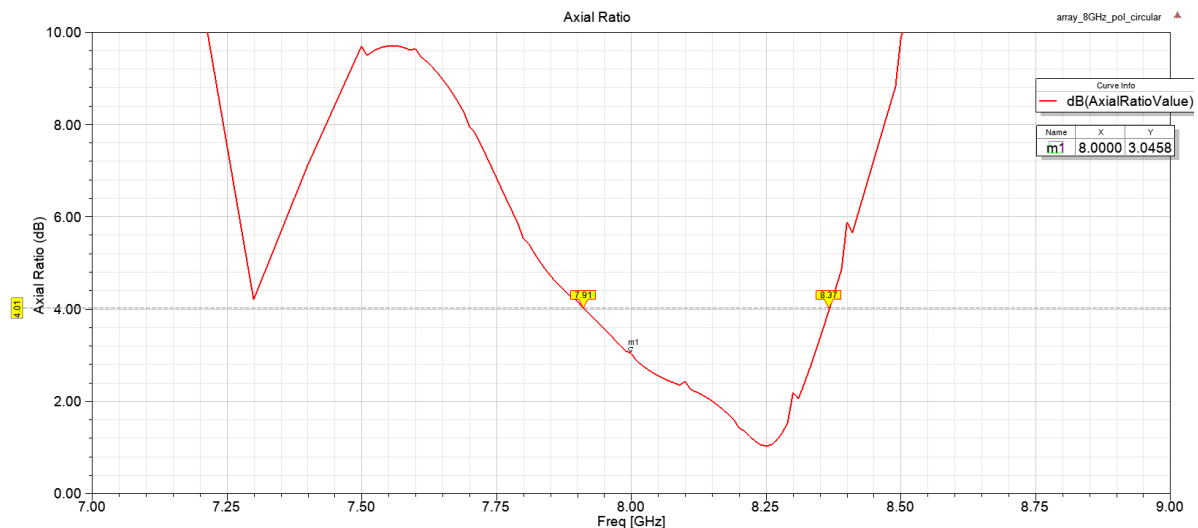


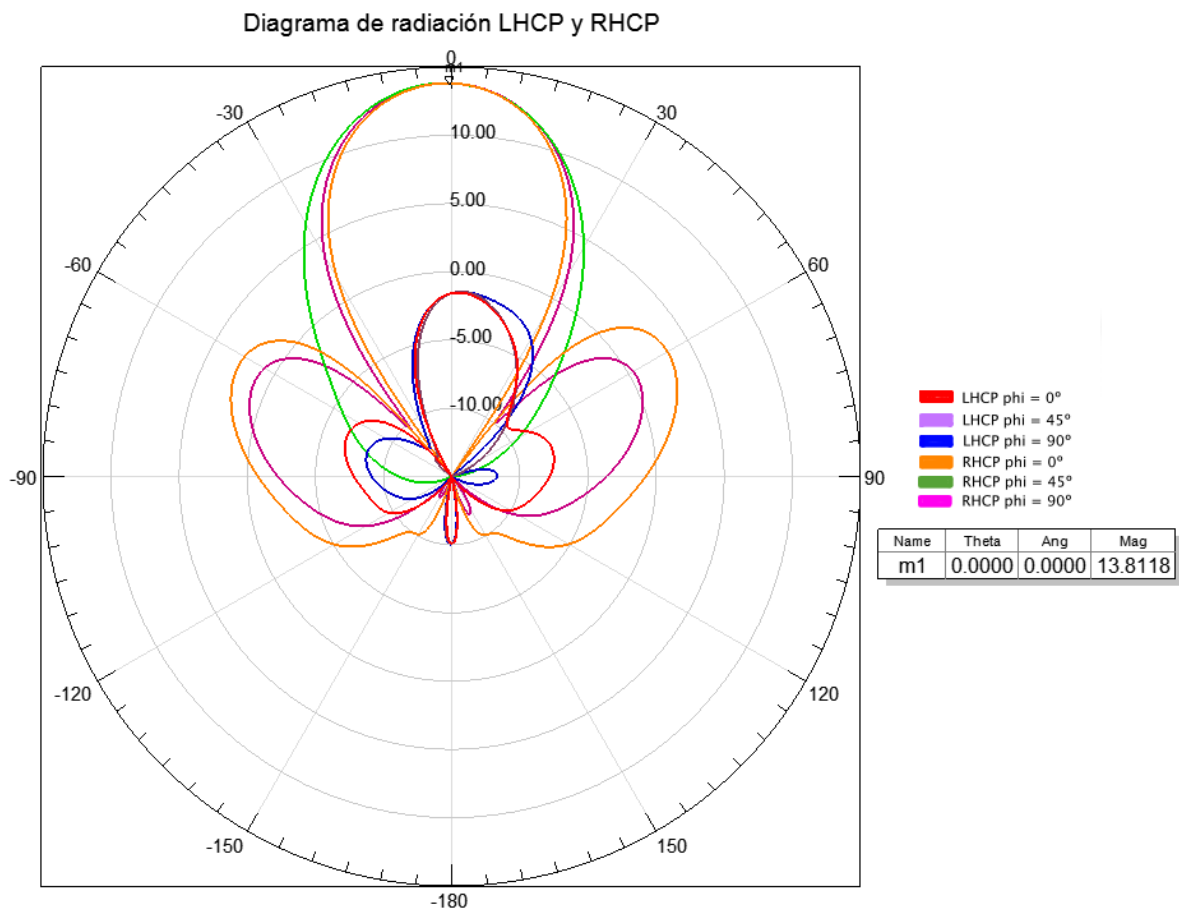
Figura 6.7.20: Axial ratio obtenido con el diseño final.

Como puede observarse en la imagen, el valor obtenido de *axial ratio* a la frecuencia de 8GHz es de **3.0458 dB**, el cual es un valor considerablemente alto, pero que cumple las

especificaciones del proyecto en cuanto a *axial ratio*. Además, toma un valor mínimo de 1.0346 dB dentro del ancho de banda.

En cuanto al ancho de banda de polarización circular obtenido, se obtiene un valor del 5.75%, el cual supera el mínimo requerido por las especificaciones del 5%.

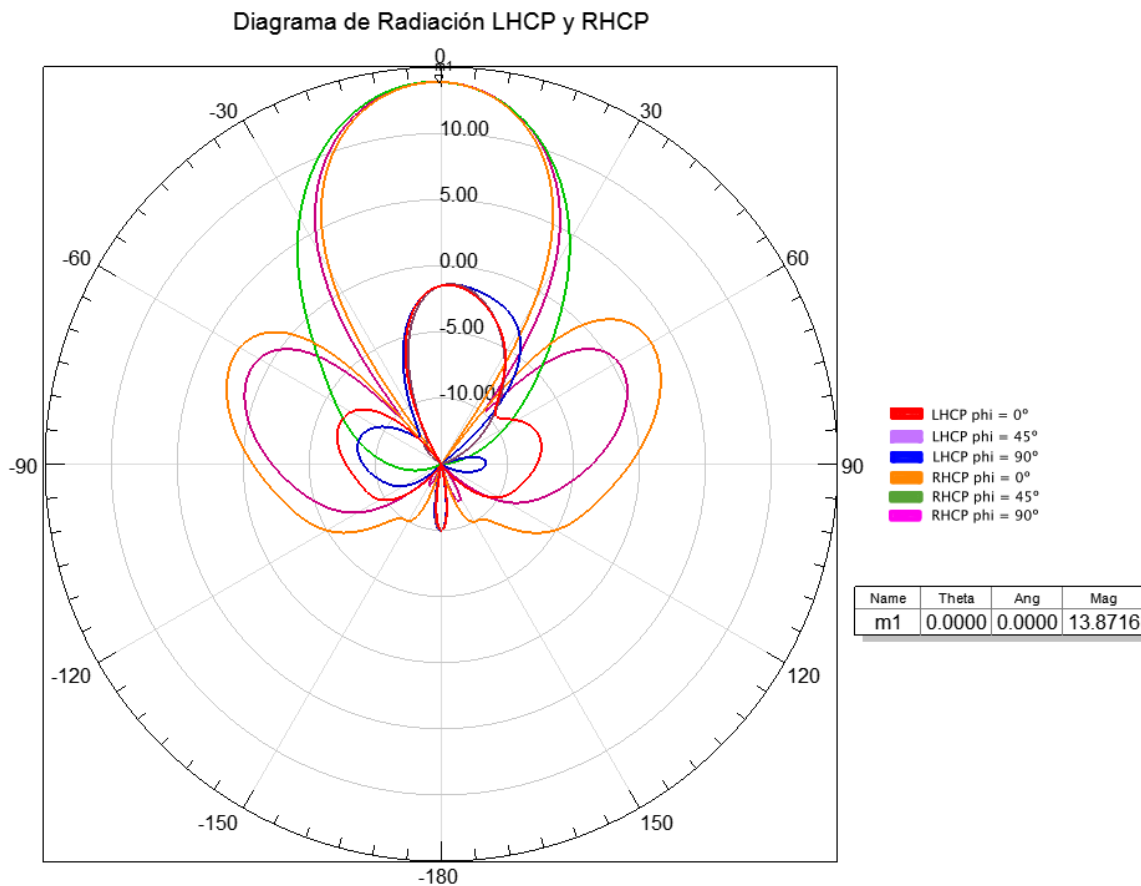
Para comprobar el valor de ganancia obtenido, se representó el diagrama de radiación de la ganancia tanto para la polarización circular a derechas como a izquierdas. Dicho diagrama puede apreciarse en la siguiente figura.



**Figura 6.7.21: Diagrama de radiación LHCP y RHCP de la ganancia del array de 4 antenas parche microstrip con polarización circular.**

Como puede observarse en la imagen, la ganancia máxima se da para  $\theta = 0^\circ$  obtenida es de **13.8118 dBi**. El valor obtenido es considerablemente superior al mínimo requerido en los requisitos del proyecto (11 dBi) e, incluso, superior al máximo especificado para el proyecto (13 dBi). Se observa, además, que el array está polarizado circularmente a derechas, como ya se había previsto.

En la siguiente figura puede apreciarse el diagrama de radiación para la directividad de la polarización circular a derechas y a izquierdas.



**Figura 6.7.22: Diagrama de radiación LHCP y RHCP de la directividad del array de 4 antenas parche.**

El valor máximo de directividad obtenido es de 13.8716 dB. Analizando los valores obtenidos de ganancia y directividad para el diseño final, se puede obtener la eficiencia de radiación del array empleando la ecuación 6.1, obteniendo una eficiencia de  $\eta_l = 98.63\%$ , un valor muy similar al obtenido para la antena parche individual. La eficiencia del array es, por tanto, muy buena.

Observando el diagrama de radiación, se observa el elevado nivel de los lóbulos laterales. Esto se debe a que se ha empleado una distribución de corriente uniforme, que maximiza la ganancia a costa de obtener lóbulos laterales de mayor nivel. A la vista del elevado valor de ganancia obtenido, una posible mejora podría ser implementar el array con una distribución triangular o binómica, para minimizar el nivel de los lóbulos laterales y seguir cumpliendo los requerimientos en ganancia del proyecto.

A la vista de los resultados ofrecidos, resulta obvio que el método de rotación secuencial para mejorar el ancho de banda de polarización circular ofrece unos óptimos resultados.

En la siguiente tabla se recogen los resultados obtenidos para el diseño final del array de 4 antenas parche microstrip con polarización circular.

PARÁMETRO	VALOR
$S_{11}$	$-19.7344 \text{ dB}$
<i>Axial Ratio</i>	$3.0458 \text{ dB}$
Ancho de banda de impedancia	$10.8875\%$
Ancho de banda de polarización circular	$5.75\%$
Ganancia máxima	$13.8118 \text{ dBi}$

*Tabla 6.7.5: Resultados obtenidos para el array de 4 antenas parche microstrip con polarización circular.*

#### 6.7.4. Comparativa con la antena parche microstrip individual

A continuación, se muestra una tabla comparativa de los resultados obtenidos con el diseño del array final y los obtenidos con la antena parche individual.

PARÁMETRO	ARRAY DE 4 ANTENAS PARCHE	ANTENA PARCHE INDIVIDUAL
Ancho de banda de impedancia	$10.8875\%$	$6.0875\%$
Ancho de banda de polarización circular	$5.75\%$	$2.19\%$
Ganancia máxima	$13.8118 \text{ dBi}$	$6.73 \text{ dBi}$

*Tabla 6.7.6: Tabla comparativa entre la antena parche individual y el array de 4 antenas parche.*

## 7. CAPÍTULO 7: DISEÑO DE UNA ANTENA PARCHE CON POLARIZACIÓN CIRCULAR MEDIANTE ALIMENTACIÓN DUAL CON ACOPLAMIENTO MEDIANTE APERTURAS

### 7.1. Introducción

En este capítulo, se describirán los procesos para el diseño realizado una antena parche con polarización circular mediante alimentación dual con acoplamiento mediante apertura. Debido a los problemas con el ancho de banda de polarización circular con el diseño de la agrupación, se propuso una configuración con alimentación dual mediante apertura. Para ello, se necesitarían dos capas de sustrato. En la siguiente tabla se recuerdan los requisitos de este proyecto.

Parámetro	Valor
Polarización	Circular
Frecuencia	8GHz
Ganancia	11 dBi - 13 dBi
Axial Ratio	< 4 dB
Ancho de banda	5%
Tamaño máximo	76mm

**Tabla 7.1.1: Requisitos a cumplir por el diseño.**

Al igual que con el caso del diseño del array de 4 antenas parche microstrip, a continuación, se indican una serie de consideraciones hechas a la hora de realizar cada diseño, por lo que se enunciarán a continuación.

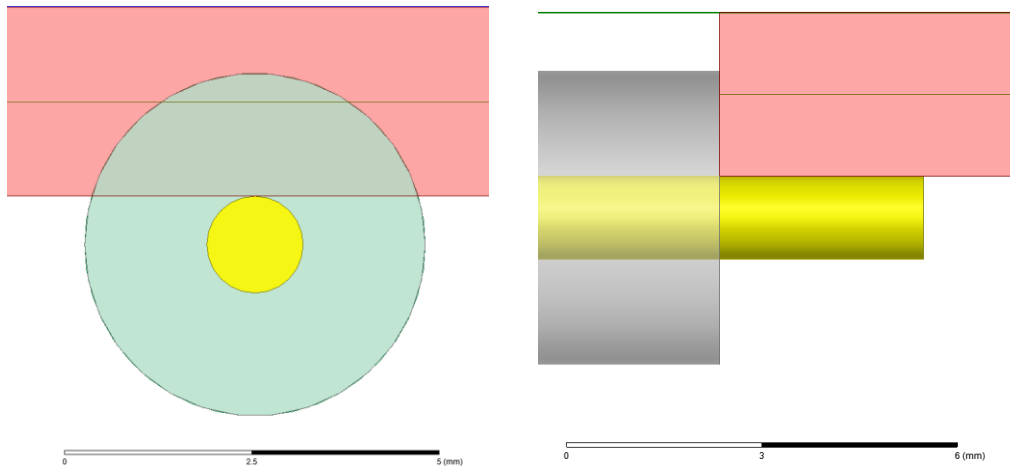
- Todas las simulaciones se realizarán sobre un error de 0.01 y un número mínimo de pasadas de 20, con un máximo de 55. Se fijará un número de pasadas consecutivas convergentes de 8. En caso de cambiar en alguno de los procesos del diseño, se mencionará en el apartado correspondiente.
- Para poder calcular el diagrama de radiación de una antena, se deben medir los campos radiados en campo lejano. Para ello, debe satisfacer que la distancia a la que se miden debe ser mayor o igual que  $\lambda/4$ . Por esta razón, el tamaño del sustrato y de la caja de radiación implementada, será el suficiente para que

haya, al menos,  $\lambda/4$  de espaciado ente el borde de los elementos del array y las caras de la caja de radiación, así como de los bordes del sustrato. Cabe mencionar que, como el diseño debe tener un tamaño máximo de 76mm, el sustrato de los diseños finales tendrá un tamaño de 76mm x 76mm.

- Para la realización las medidas en campo lejano, como el diagrama de radiación o el *axial ratio*, se ha implementado una caja de radiación, rellena con aire. El tamaño de la caja debe ser tal que contenga todas las partes del diseño y, además, la distancia entre los elementos radiantes y sus caras debe ser mayor que  $\lambda/4$ , para cumplir la condición de campo lejano.
- El sustrato escogido para la implementación del array es el *Rogers 5880*, con una permitividad eléctrica  $\epsilon_r = 2.2$ .
- Los valores de la anchura de las líneas microstrip empleadas en los diseños se obtuvieron empleando una herramienta web. [16]
- Todas las representaciones gráficas tanto del  $S_{11}$  como del *axial ratio*, se han realizado en el rango frecuencial entre 7GHz y 9GHz.
- El grosor del sustrato, como ya se ha mencionado en anteriores capítulos, será de 1.27mm.
- Para los diseños de antenas parche y líneas microstrip realizados, se los consideró objetos sin grosor. En la realidad, una línea microstrip o una antena parche tiene un grosor del orden de micrómetros o "micras". A 8GHz, la longitud de onda en el sustrato es aproximadamente 25mm, por lo que el grosor de la línea microstrip o de la antena parche es muy pequeño en términos de la longitud de onda. Por ello, su efecto es despreciable y se ha considerado nulo para la realización del proyecto y, así, simplificar los diseños y las simulaciones.
- En cuanto a los puertos ficticios implementados para la simulación, se implementaron puertos cuadrados de lado cinco veces la anchura de la línea a la que está conectado  $5 \times W_{LINE}$ , de modo que la potencia se acopla correctamente, cubriendo posibles efectos radiantes de la línea.

Con respecto a las imágenes de los diseños adjuntadas en este documento de memoria, se ha ocultado la caja de radiación con el objetivo de evitar que su presencia impida un correcto visionado del diseño.

Este diseño, además, se alimentará con conectores coaxiales colocados de la manera que se muestra en la siguiente figura.

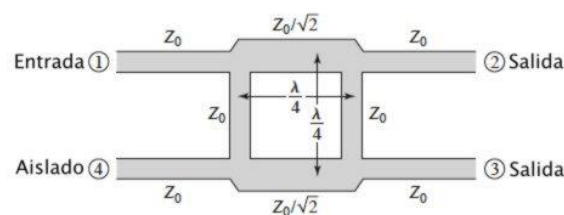


**Figura 7.1.1: Detalle de la alimentación.**

## 7.2. Obtención de la polarización circular

Este diseño, se basa en el método de alimentación dual para obtener la polarización circular. Como ya se mencionó en el apartado 3.3, este método consiste en excitar dos modos idénticos desfasados entre sí  $90^\circ$ , alimentando por dos lados contiguos del parche. Cabe destacar que el parche debe ser perfectamente cuadrado, para que los modos excitados, sean idénticos. Para lograr el desfase de  $90^\circ$  entre ambos modos, debe asegurarse que una de las líneas tenga una longitud  $\lambda/4$  mayor que la otra. Para ello, lo más útil es emplear un híbrido en cuadratura.

La red de alimentación se trataría, por tanto, de un acoplador híbrido en cuadratura, acabado en un *stub* en circuito abierto, sobre la primera capa de sustrato. El desfase de  $90^\circ$  que debe haber entre ellos, es la función del híbrido en cuadratura, así como que la división entre ambas ramas sea equitativa, de 3 dB. En la siguiente figura se aprecia un esquemático de un híbrido en cuadratura de 3 dB.



**Figura 7.2.1: Acoplador híbrido en cuadratura de 3 dB. [19]**

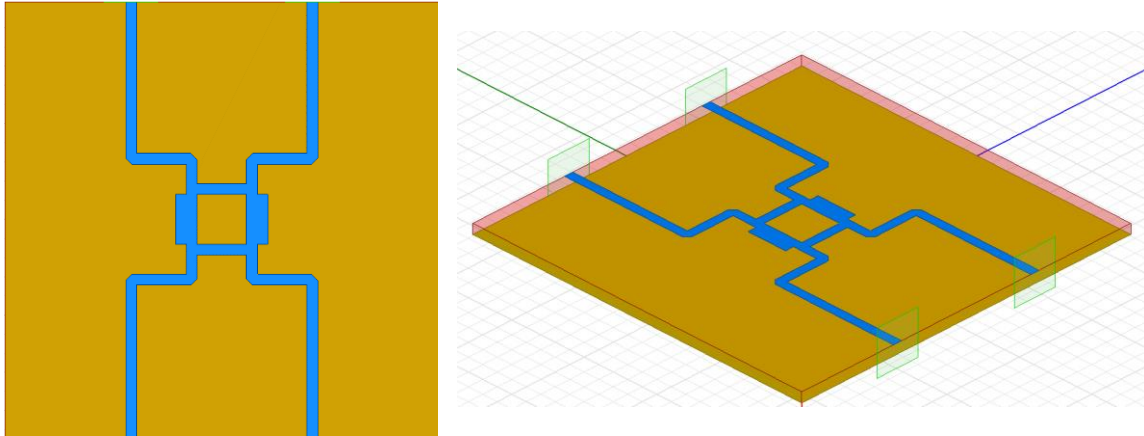
Analizando el esquemático del híbrido en cuadratura y asumiendo el puerto 1 como puerto de entrada, es fácil ver cómo el puerto 3 tiene un desfase de  $90^\circ$  con respecto del puerto 2, debido a la longitud de las líneas que los acoplan. Con respecto al puerto 4, se denomina el aislado debido a que el nivel de potencia acoplado es muy bajo para esta configuración. Esto puede verse rápidamente analizando la estructura del híbrido en cuadratura. Para llegar al puerto 4 desde el puerto 1, hay dos caminos: el primero introduce un desfase de  $90^\circ$  y el



segundo introduce un desfase de  $270^\circ$ . Por tanto, las ondas que viajan hacia el puerto 4 se sumarán en contrafase y se anularán, por lo que no llega potencia al puerto 4.

### 7.3. Diseño de la red de alimentación. Híbrido en cuadratura

Como ya se ha mencionado, la red de alimentación será un híbrido en cuadratura. Las líneas constituyentes del híbrido se diseñaron con una longitud de  $6.320624mm$ . En la siguiente figura puede apreciarse el esquemático realizado para el híbrido en cuadratura.



**Figura 7.3.1: Vistas alzado e isométrica del diseño del híbrido en cuadratura.**

Es posible que sorprenda la configuración empleada, dado que las líneas de acoplamiento a los puertos sufren curvaturas en vez de ser totalmente rectas. La razón para adoptar esta configuración, radica en la alimentación escogida para el diseño de la antena parche microstrip. El conector SMA tiene una impedancia característica de  $50\Omega$ , por lo que la línea microstrip conectada a él, debe tener el mismo valor de impedancia. A  $8GHz$  y con el grosor de sustrato escogido, una línea microstrip de  $50\Omega$  tiene un grosor de aproximadamente  $3.91mm$ . Esto provoca que, si se hubiesen hecho las líneas de acoplo a los puertos rectas, el espaciado entre ellas habría sido escaso, lo que puede provocar acoplos de potencia de una línea a otra o fenómenos radiantes.

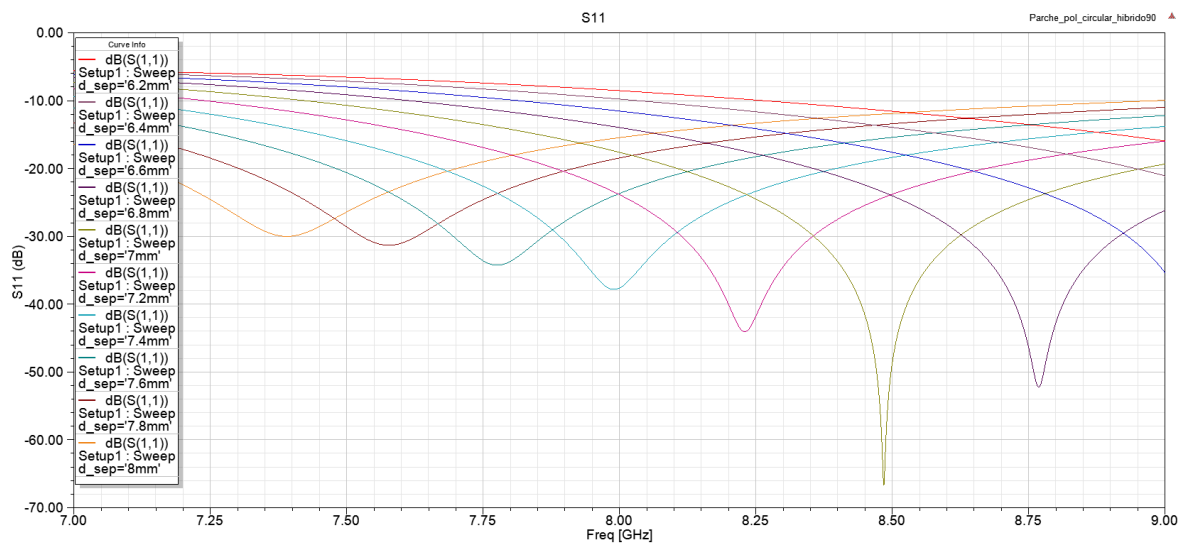
Además, el grosor de las líneas de  $50\Omega$  hacían que el híbrido en cuadratura tuviese las líneas muy cercanas entre sí. Por ello, se decidió emplear líneas de impedancia característica  $100\Omega$  para la implementación del híbrido y emplear adaptadores para acoplar correctamente al coaxial de  $50\Omega$ .

A pesar de que en este diseño no se han implementado los adaptadores y las líneas de  $50\Omega$ , se ha querido emplear esta configuración para comprobar el comportamiento de las curvas implementadas. Estas curvas, además, al ser de  $90^\circ$ , se decidió suavizar sus esquinas empleando la herramienta *chamfer*. Se realizó de tal modo que la distancia entre el vértice inferior de la unión y la nueva arista formada tras el suavizado, fuese igual a la anchura de la línea empleada. En la siguiente figura se puede apreciar un detalle del suavizado de una de las líneas empleadas.



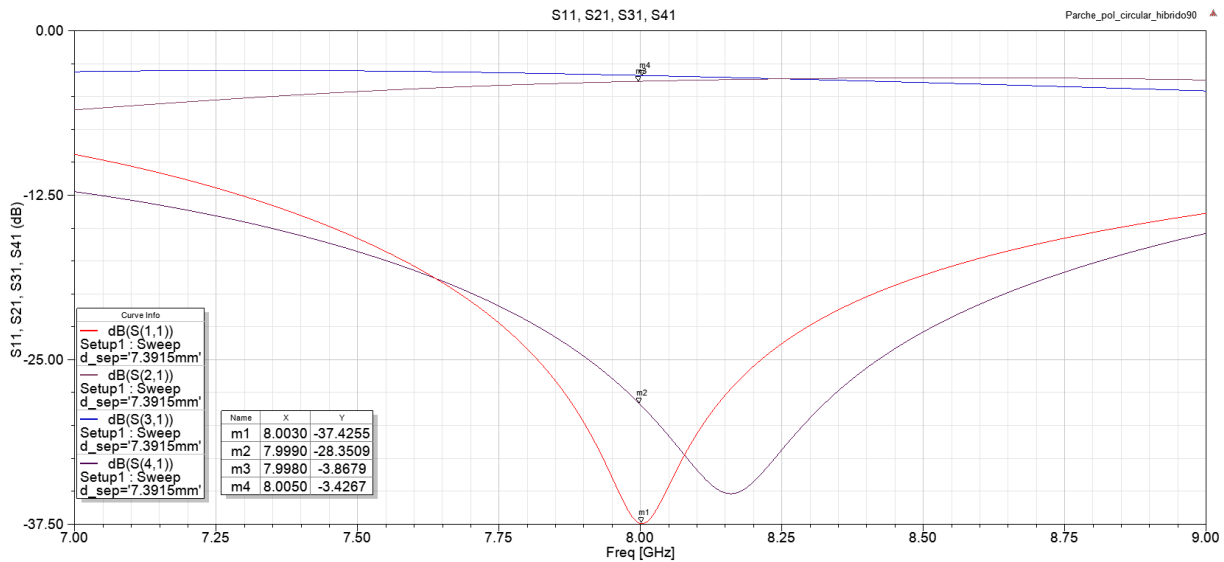
**Figura 7.3.2: Detalle del suavizado de las curvaturas de las líneas microstrip.**

Tras una primera simulación, los resultados obtenidos para el  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  y  $S_{41}$  no fueron satisfactorios. Para obtener los resultados óptimos, se realizaron varias iteraciones en el diseño del híbrido en cuadratura. Se ha realizado un barrido paramétrico de la distancia de separación de las líneas del híbrido, directamente relacionada con la longitud de las líneas del mismo, con un punto inicial de  $6.2mm$ , un final de  $8mm$  y con un paso de  $0.2mm$ . Los resultados obtenidos del  $S_{11}$  para todos los valores obtenidos, pueden apreciarse en la siguiente imagen.



**Figura 7.3.3: Resultados obtenidos del  $S_{11}$  para el barrido paramétrico de la distancia de separación de las líneas del híbrido.**

Las dos trazas más cercanas a la frecuencia de 8GHz, correspondían valores de la distancia de separación de  $7.2mm$  y  $7.4mm$ . Tras varias iteraciones adicionales, se obtuvo que con una distancia de separación de  $7.3915mm$ , se obtenían los resultados para el  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  y  $S_{41}$  mostrados en la siguiente figura.



**Figura 7.3.4: Resultados del  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  y  $S_{41}$  obtenidos para el diseño final del híbrido en cuadratura.**

Los valores obtenidos del  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  y  $S_{41}$  a 8GHz, se recogen en la siguiente tabla.

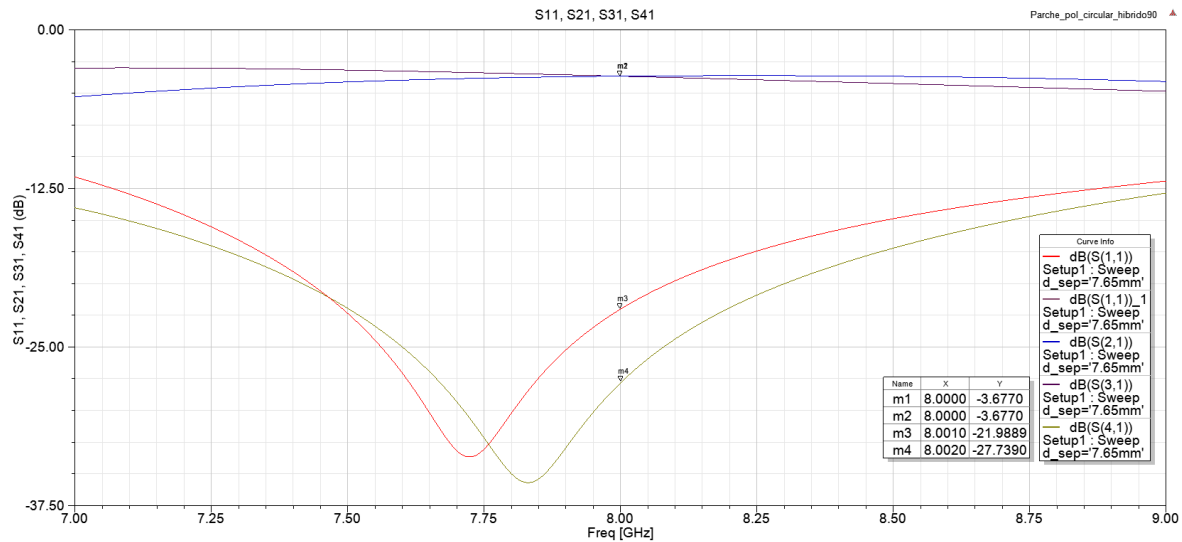
PARÁMETRO	VALOR (dB)
$S_{11}$	-37.4255
$S_{21}$	-28.3942
$S_{31}$	-3.87
$S_{41}$	-3.424

**Tabla 7.3.1: Coeficientes de scattering obtenidos para el diseño del híbrido en cuadratura.**

Los valores del  $S_{11}$  y del  $S_{41}$  nos indican un buen grado de adaptación y de aislamiento para los puertos 1 y 4 respectivamente. Los valores de  $S_{21}$  y  $S_{31}$  son bastante similares, lo que indica una división equitativa aceptable.

No obstante, al no ser dicha división en potencia perfectamente equitativa, la configuración actual de la red de alimentación provocará que la polarización circular no sea la mejor posible debido a que los dos modos excitados no serán idénticos. Sería conveniente ajustar las dimensiones del híbrido para que se logre dicha división de 3 dB, a costa de empeorar la adaptación y el aislamiento. Otra posible solución, más diplomática, sería encontrar una solución de compromiso para la longitud de las líneas.

Tras varias iteraciones en el diseño, se lograron los resultados deseados para la longitud de las líneas constituyentes del híbrido en cuadratura de **7.65mm**. En la siguiente figura se observa la representación del  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  y  $S_{41}$  para el diseño final del híbrido en cuadratura.



**Figura 7.3.5: Representación de los  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  y  $S_{41}$  obtenidos para el diseño final del híbrido.**

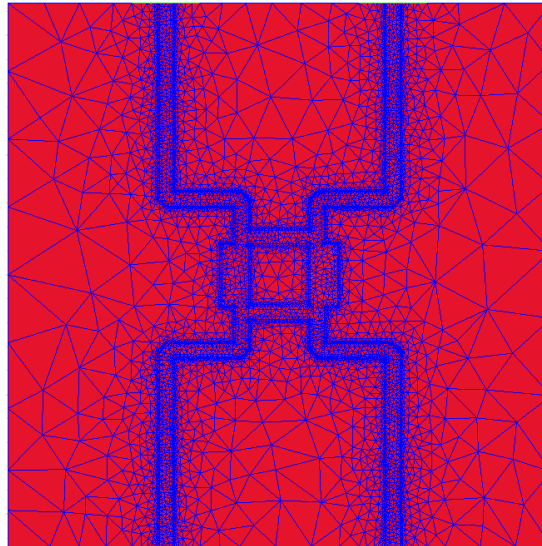
En la siguiente tabla se recogen los resultados obtenidos a 8GHz.

PARÁMETRO	VALOR (dB)
$S_{11}$	-21.9889
$S_{21}$	-27.739
$S_{31}$	-3.667
$S_{41}$	-3.667

**Tabla 7.3.2: Valores obtenidos del  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{31}$  y  $S_{41}$  a 8GHz con el diseño final de la red de alimentación.**

Como puede observarse, la adaptación para el puerto 1 y el aislamiento del puerto 4 empeoran, al desplazarse en frecuencia. No obstante, su valor es lo suficientemente bajo para considerar que existe buena adaptación del puerto 1 y buen aislamiento del puerto 4. Además, la división a los puertos de salida, en este caso, es perfectamente equitativa, con bajas pérdidas, por lo que tenemos una división de 3 dB.

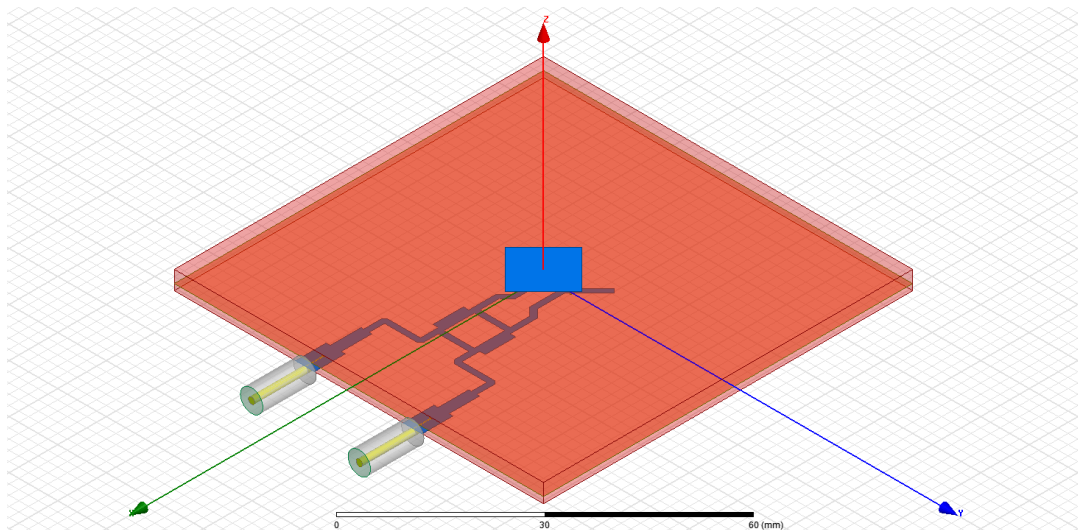
En la siguiente figura, se puede apreciar el mallado realizado por el programa con el fin de realizar el análisis del diseño. Como en casos anteriores, el mallado resulta mucho más preciso en las zonas donde el campo es más intenso.



**Figura 7.3.6: Detalle del mallado realizado por el software para el diseño del híbrido en cuadratura.**

#### 7.4. Diseño de la antena parche microstrip con polarización circular

En la siguiente figura puede apreciarse el esquemático del diseño completo de antena parche con polarización circular mediante alimentación doble con acoplamiento mediante aperturas.



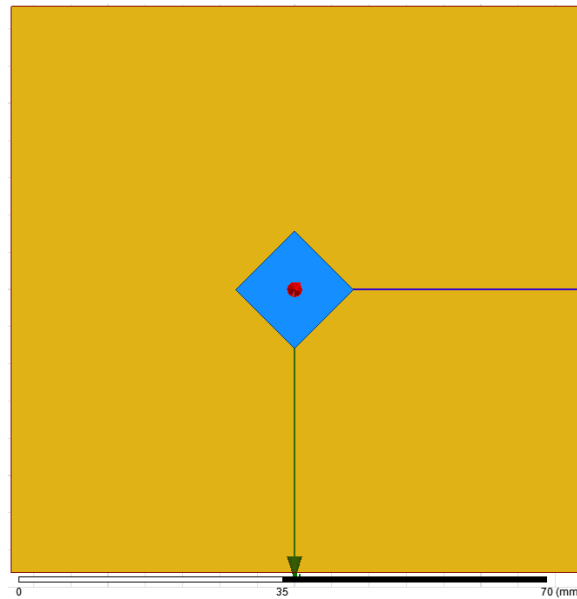
**Figura 7.4.1: Esquemático del diseño completo.**

##### 7.4.1. Diseño del parche

En un diseño con acoplamiento mediante aperturas, cuanto mayor es el parche, mayor es el ancho de banda obtenido, al igual que con cualquier otra técnica de excitación [1].

Para obtener polarización circular, se deben excitar dos modos de idéntica magnitud, con un desfase entre ellos de  $90^\circ$ . Para obtenerla empleando la técnica de doble alimentación, en la que se excitan dos lados del parche, la antena parche debe ser totalmente cuadrada. En caso contrario, como ya se ha mencionado, los modos excitados serán diferentes y no se obtendría polarización circular.

Se tomaron las medidas del diseño del array de 4 elementos como primera aproximación del diseño de la antena parche. De este modo, el parche, en principio, tendría unas dimensiones de  $11.5\text{mm} \times 11.5\text{mm}$ . En la siguiente figura se puede apreciar el primer diseño del parche.

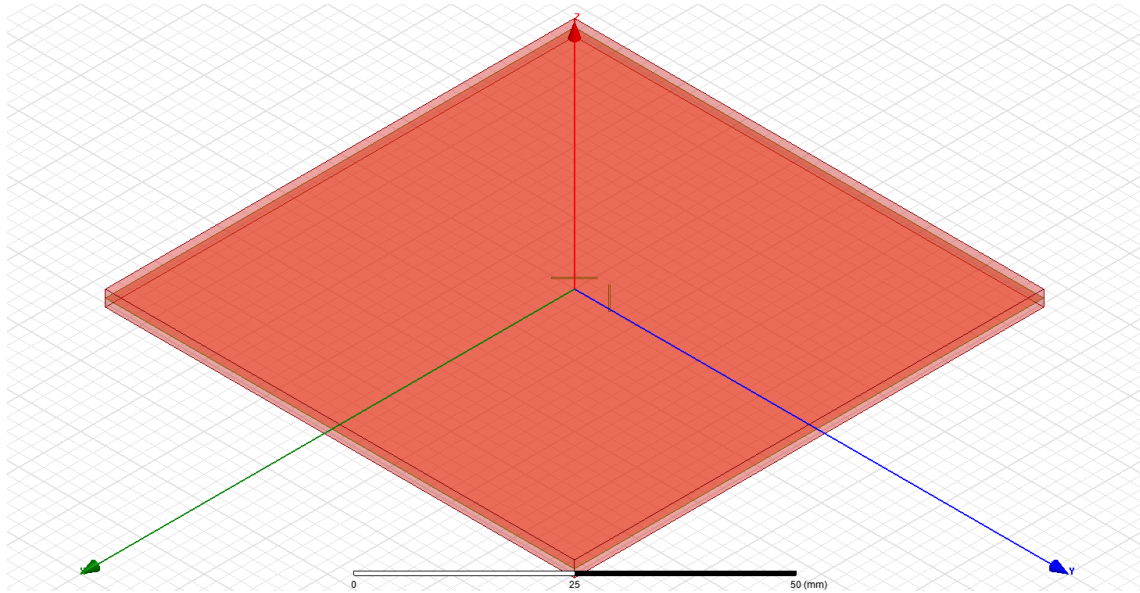


**Figura 7.4.2: Primer diseño del parche microstrip.**

Cabe mencionar que se aumentó el grosor del sustrato de la antena a  $2.54\text{mm}$  para maximizar el ancho de banda obtenible y para un mejor acoplamiento de la potencia.

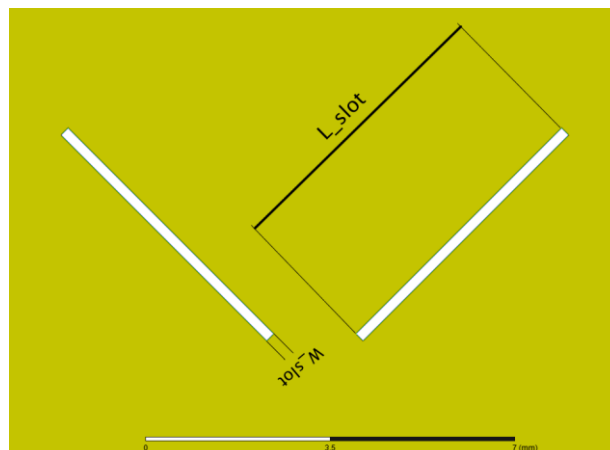
#### 7.4.2. Implementación de las aperturas

Una vez diseñada la red de alimentación mediante híbrido en cuadratura, se procedió al diseño y análisis de la antena parche microstrip con polarización circular mediante alimentación doble por apertura. Se implementó un segundo sustrato sobre el plano de masa del sustrato en el que se implementó la red de alimentación. En la siguiente figura puede apreciarse el diseño con los dos sustratos implementados.

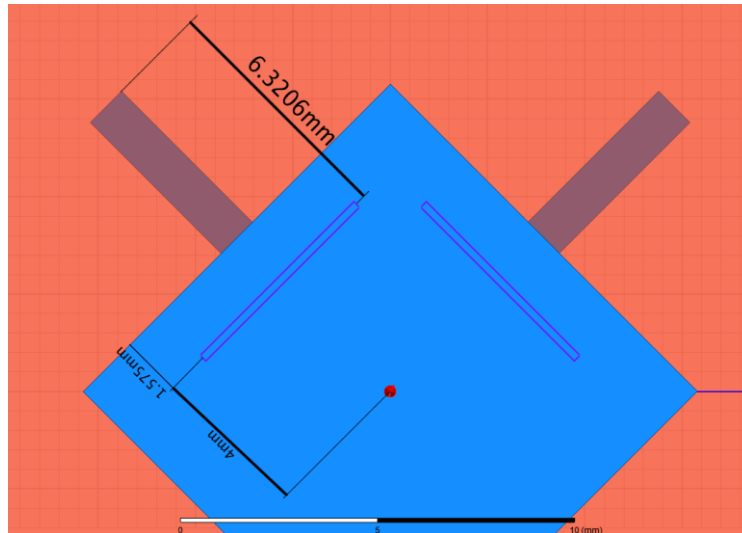


**Figura 7.4.3: Imagen de los dos sustratos empleados y el plano de masa entre ellos.**

En la figura, se puede apreciar, además, el plano de masa situado entre ambas capas de sustrato con las aperturas ya implementadas. En las siguientes figuras se pueden apreciar el detalle de las aperturas implementadas en el plano de masa para el acoplamiento de la potencia al parche.



**Figura 7.4.4: Detalle de las aperturas implementadas para el acoplamiento a la antena parche.**



**Figura 7.4.5: Detalle de las aperturas implementadas en el plano de masa.**

En un principio, se diseñó unas aperturas de tamaño genérico. Se escogió un valor para la longitud del *slot* de, aproximadamente, la mitad de la longitud del parche [1]. En la siguiente tabla se pueden apreciar las dimensiones de las aperturas.

PARÁMETRO	DIMENSIÓN (mm)
Longitud del <i>slot</i>	5.575
Anchura del <i>slot</i>	0.2
Distancia al centro del parche	4
Distancia al borde del parche	1.575
Longitud del <i>stub</i> en circuito abierto	6.3206

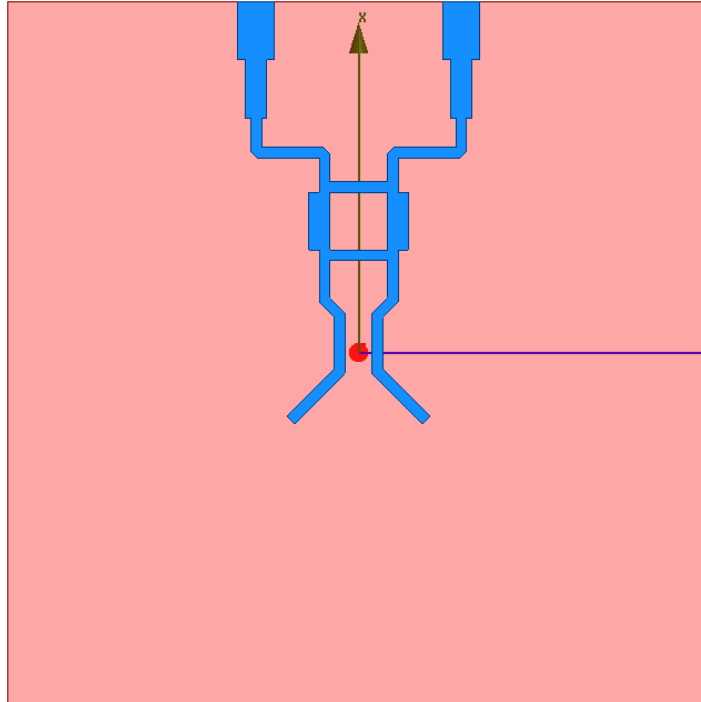
**Tabla 7.4.1: Tabla con las dimensiones relativas a las aperturas.**

Resulta obvio que, tanto el tamaño de las aperturas como la posición de las mismas, son parámetros determinantes para el correcto acoplamiento de la potencia al parche.

#### 7.4.3. Implementación de la red de alimentación

La red de alimentación se implementó en la capa inferior de sustrato, empleando el diseño del híbrido realizado en el apartado anterior. En la siguiente figura puede apreciarse el esquemático de la red de alimentación implementada.





**Figura 7.4.6: Red de alimentación de la antena parche microstrip con polarización circular mediante alimentación doble.**

Como se puede apreciar en la figura, las líneas de alimentación se adaptaron para la conexión con el conector coaxial, de impedancia de  $50\Omega$ . Además, las líneas de salida se han modificado para que sean perpendiculares a las caras del parche correspondientes y a las aperturas. Como puede apreciarse en la figura 7.4.5, se ha añadido a la línea de alimentación un *stub* en circuito abierto de longitud  $\lambda/4$ , para lograr la mejor adaptación posible, evitando posibles reflexiones. El ajuste final de la longitud del *stub* se muestra crucial para el correcto funcionamiento de la antena.

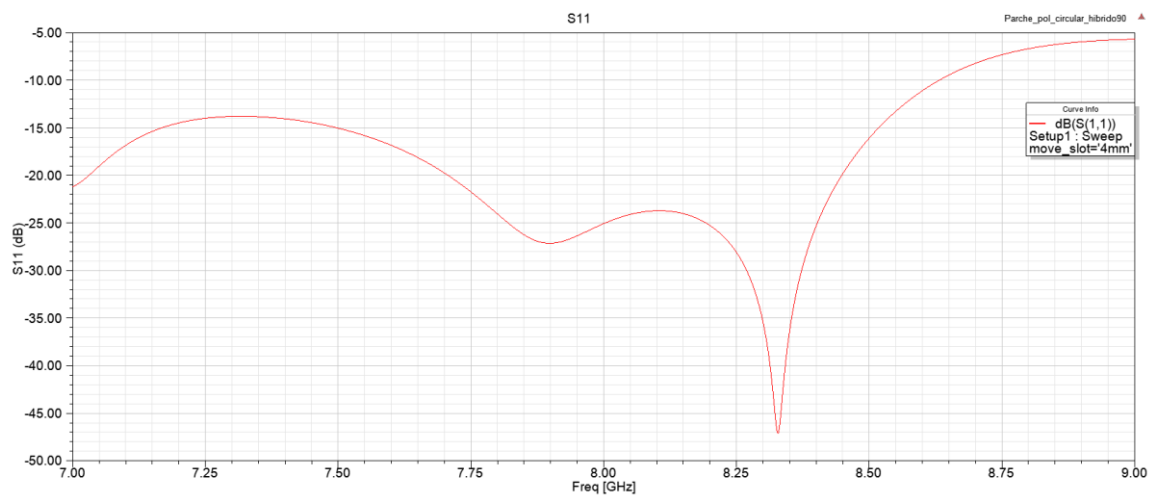
#### 7.4.4. Implementación del diseño final

En la figura 7.4.1 puede apreciarse el diseño de la antena parche microstrip con polarización circular por alimentación doble con acoplamiento mediante aperturas. En la siguiente tabla se recogen las medidas fundamentales del diseño.

PARÁMETRO	DIMENSIÓN (mm)
Longitud y anchura del parche	11.15
Longitud de las líneas del híbrido	7.65
Anchura de las aperturas	0.2
Longitud de las aperturas	5.575
Distancia de las aperturas al borde del parche	1.575

**Tabla 7.4.2: Dimensiones fundamentales del diseño inicial.**

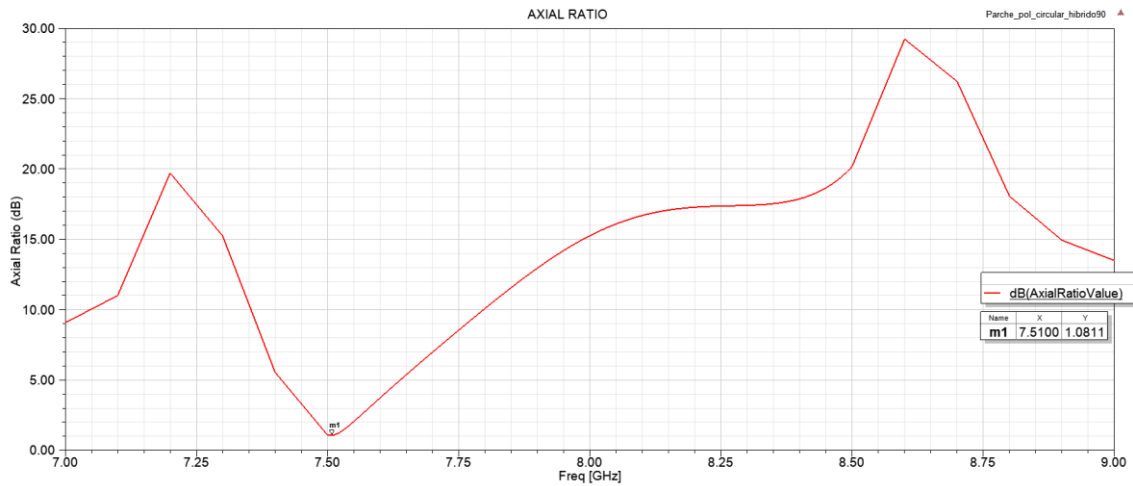
Con este diseño, se obtuvo el  $S_{11}$  mostrado en la siguiente figura.



**Figura 7.4.7:  $S_{11}$  obtenido para el primer diseño con alimentación doble por aperturas.**

Como puede apreciarse en la figura, la frecuencia de resonancia de la antena es superior a la frecuencia de operación deseada, por lo que hubo que realizar varias iteraciones para optimizar las dimensiones de la antena. No obstante, se obtiene un ancho de banda de impedancia bastante elevado y un valor del  $S_{11}$  a 8GHz de aproximadamente  $-25 \text{ dB}$ , lo que indica una buena adaptación del puerto de entrada.

En la siguiente imagen se muestra la representación del *axial ratio* obtenido con el diseño inicial.

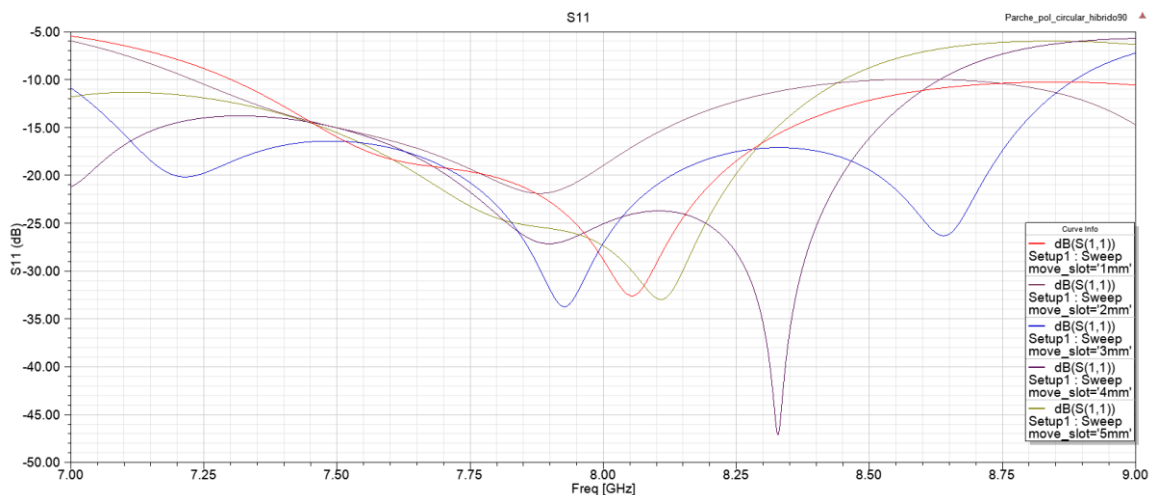


**Figura 7.4.8: Axial ratio obtenido con el primer diseño.**

Observando la figura, se aprecia que la resonancia principal del *axial ratio* se produce a 7.50GHz, una frecuencia considerablemente menor a la de operación buscada. El valor del *axial ratio* a esa frecuencia, no obstante, es considerablemente bajo, de 1.0811 dB. Ello indica que se podrían ajustar las dimensiones de la antena para conseguir los resultados óptimos. El ancho de banda de polarización circular obtenido es del 3.85%, muy inferior al requerido del 5%.

Para el correcto funcionamiento de la antena, se antoja crucial tanto el tamaño de los *slot* como la posición de los mismos. La posición de las aperturas influye directamente en el punto de alimentación de la antena, por lo que se debe ajustar de manera precisa para la impedancia de antena en el punto de alimentación sea igual que la de la línea de alimentación, de 100Ω.

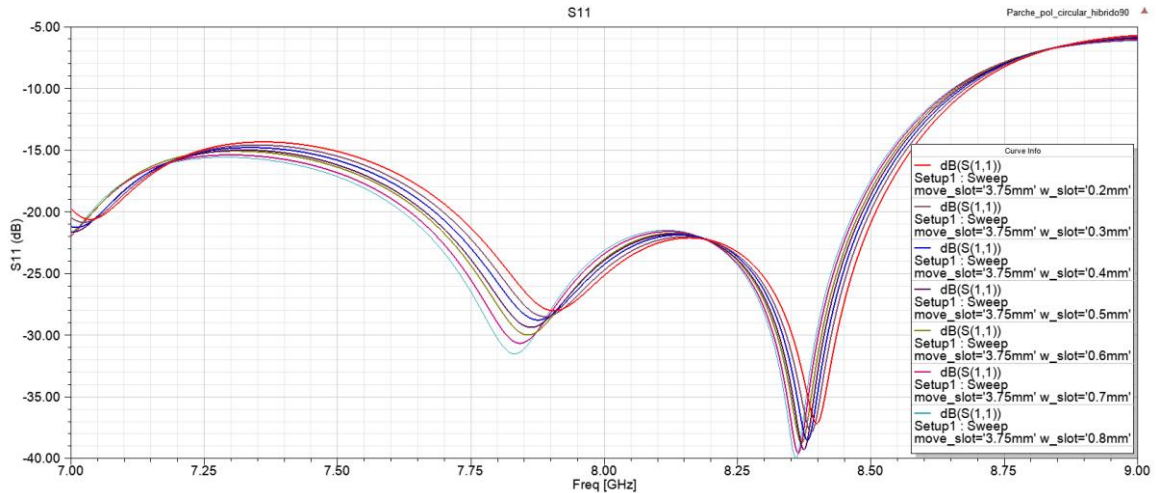
Se realizó un barrido paramétrico de la posición de la apertura respecto del centro del parche y se representó el  $S_{11}$  obtenido.



**Figura 7.4.9:  $S_{11}$  obtenido para los distintos valores de la posición de la apertura respecto del parche.**

En la figura, puede apreciarse como la respuesta de la antena varía con la posición de las aperturas, al cambiar el punto de alimentación.

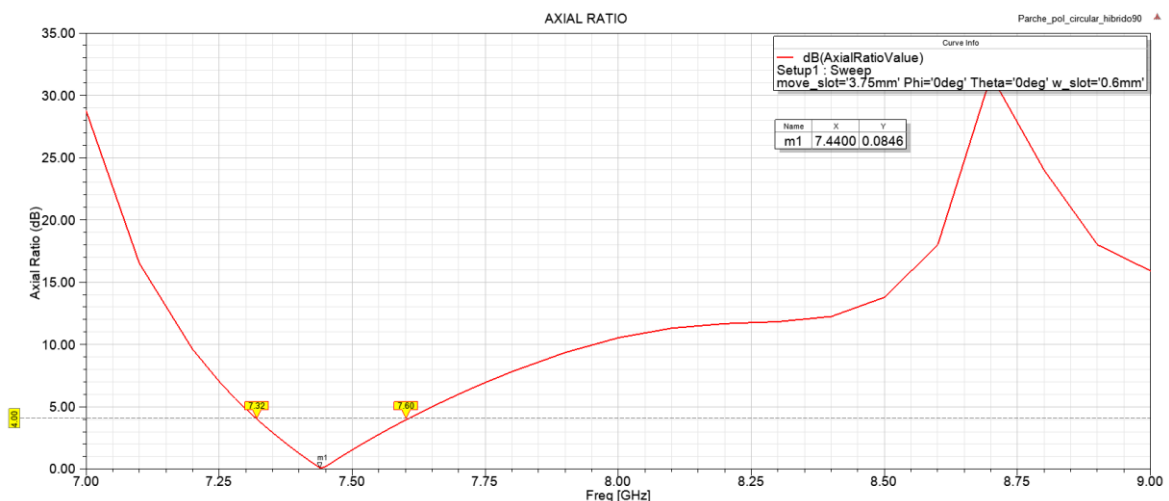
Cambiando la posición de las aperturas a  $1.825\text{mm}$  del borde del parche, y haciendo un barrido paramétrico de la anchura de las aperturas, se obtiene una representación del  $S_{11}$  apreciable en la siguiente figura.



**Figura 7.4.10:  $S_{11}$  obtenido para los distintos valores de la anchura de las aperturas.**

Puede apreciarse en la figura como afecta el tamaño de la apertura a la respuesta de la antena. Al aumentar el tamaño de las aperturas, se puede acoplar mayor potencia, por lo que la adaptación y el ancho de banda deberían mejorar.

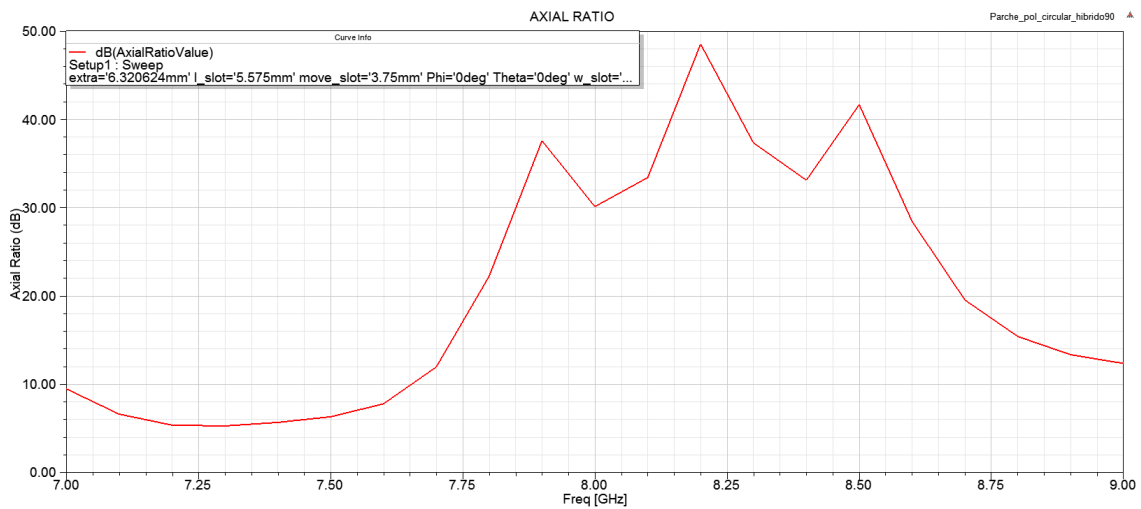
Se estableció el tamaño de las aperturas a  $0.6\text{mm}$  y se representó el *axial ratio* obtenido, mostrado en la siguiente figura.



**Figura 7.4.11: Axial ratio obtenido para una apertura de anchura  $0.8\text{mm}$ .**

Como puede apreciarse en la imagen, el ancho de banda de polarización circular aumenta considerablemente, obteniéndose un valor del 3.763%, lo que no supone un incremento en el ancho de banda.

En un diseño de estas características, aumentar el tamaño del parche debería aumentar el ancho de banda, con cierto límite. Se aumentó el tamaño del parche a  $13.2\text{mm}$  y se representó el *axial ratio* obtenido. En la siguiente imagen puede apreciarse el *axial ratio* obtenido.



**Figura 7.4.12: Axial ratio obtenido para un tamaño de parche de  $13.2\text{mm}$**

El *axial ratio* obtenido, como puede observarse, es muy pobre, con un valor mínimo de aproximadamente 5 dB, a 7.25 GHz. No obstante, se intuye un ancho de banda bastante elevado. Se podría ajustar las dimensiones del diseño hasta conseguir disminuir el *axial ratio* y analizar el ancho de banda obtenido.

Con estos resultados, se da por finalizado el análisis de este diseño.

## 8. CAPÍTULO 8: CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

En el presente trabajo de fin de grado, se ha realizado el diseño de un array de antenas parche microstrip con polarización circular a 8GHz y debía cumplir ciertos requerimientos comerciales. La ganancia debía estar entre 11 *dBi* y 13 *dBi*, el *axial ratio* debía ser menor que 4 *dB* y el ancho de banda global debía ser el 5% o superior. La agrupación, además, debía implementarse sobre un sustrato no mayor a 76mm × 76mm.

La limitación de tamaño podría suponer un problema considerable para la implementación de un array, dependiendo de la ganancia que se deba alcanzar con el diseño, debido a que el tamaño de las antenas junto con su separación hacía prácticamente inviable la implementación de un array con más de 4 elementos. Afortunadamente el valor de ganancia requerido no es demasiado elevado, por lo que con un array de 4 elementos se cumple satisfactoriamente los requerimientos en ganancia. Además, se escogió una distribución uniforme de corriente para maximizar su valor, a costa de obtener lóbulos laterales de mayor nivel. También es relativamente sencillo conseguir que el *axial ratio* cumpla los requerimientos debido al relativamente elevado valor requerido.

El problema radica, entonces, en el ancho de banda requerido. Es sabido el problema que tienen este tipo de antenas con el ancho de banda debido a su naturaleza resonante. En este proyecto se han presentado múltiples métodos para aumentar el ancho de banda de las antenas parche microstrip.

En el caso de antenas parche microstrip con polarización circular, hay que considerar el ancho de banda de polarización circular, el cual es incluso más bajo que el ancho de banda de impedancia en la mayoría de casos.

En el presente trabajo de fin de grado, se ha diseñado, un array de 4 antenas parche microstrip con polarización circular a 8GHz. Para la obtención de la polarización circular, se ha escogido el método de alimentación única, introduciendo *slots* diagonales como deformaciones del parche. Se escogió este método por su sencillez y por su facilidad de integración en un array de antenas parche microstrip.

Lamentablemente, este método para la obtención de polarización circular, ofrece el ancho de banda más estrecho. Por esa razón, se propuso implementar el array con una rotación secuencial y con una fase progresiva de 90° para obtener una polarización conjunta y mejorar, así, el ancho de banda de polarización circular.

En concreto, con el diseño implementado se obtuvo un ancho de banda de polarización circular máximo del 5.75%. Como puede apreciarse, es superior que el requerido del 5%. El ancho de banda de impedancia obtenido, en cambio, es del 10.69%, lo cual supera

holgadamente el requerido. Además, el valor del  $S_{11}$  a 8GHz toma un valor de  $-28.17\text{ dB}$ , lo que muestra una adaptación más que aceptable.

El valor del *axial ratio* obtenido a la frecuencia de 8GHz, es aceptable. En concreto, se ha obtenido un valor de **3.0458 dB**, el cual es menor al requerido en las especificaciones del proyecto.

El valor de ganancia obtenido con el array de 4 antenas parche es de **13.8118 dBi**, el cual supera holgadamente el valor mínimo requerido de 11 dBi e, incluso, el valor máximo requerido, de 13 dBi.

Al haber empleado una distribución de corriente uniforme, la ganancia se maximiza pero el nivel de los lóbulos laterales es elevado. A la vista de los resultados de ganancia obtenidos, una posible mejora al diseño podría ser implementar una distribución binómica, con el fin de minimizar el nivel de los lóbulos laterales y comprobar si se cumplen los requerimientos en ganancia.

A la vista de los resultados, el método de rotación secuencial ofrece unos resultados óptimos a la hora de mejorar el ancho de banda de polarización circular de un array de antenas polarizado circularmente.

Tras la realización del primer diseño, se realizó un nuevo diseño de antena parche microstrip con polarización circular, empleando alimentación doble y aperturas para el acoplamiento. Para este diseño, se empleó un híbrido en cuadratura para la red de alimentación, con líneas de  $100\Omega$ , y se implementaron sendas aperturas en el plano de masa de modo que estuviesen colocadas debajo del parche microstrip. El punto de colocación debía coincidir con el punto de impedancia de  $100\Omega$  de la antena, para el correcto acoplamiento de potencia.

Obviamente, se tendría que ajustar este diseño para obtener los resultados deseados. No obstante, se consigue una adaptación aceptable, con un valor de  $S_{11}$  de hasta  $-25\text{ dB}$  a 8GHz, con un ancho de banda de impedancia bastante elevado. No obstante, el problema radica en la calidad de la polarización circular. El *axial ratio* es insatisfactorio a 8GHz, con un valor mínimo de 1.081 dB a 7.5 GHz. A pesar de ello, realizando los ajustes necesarios, se intuye una gran mejora en el ancho de banda de la antena.

Tras la realización de este trabajo fin de grado, queda claro que el principal problema de las antenas parche microstrip es el ancho de banda. En concreto, el ancho de banda de polarización circular es una gran limitación para este tipo de antenas con polarización circular. Resulta obvio, analizando los resultados obtenidos con el primer diseño, que, si se debe realizar el diseño de un sistema radiante implementado con antenas parche microstrip y se tiene un cierto requerimiento de ancho de banda, podría resultar poco recomendable emplear la configuración de alimentación única para la obtención de la polarización circular. No obstante, implementar una rotación secuencial puede incrementar el ancho de banda de polarización circular considerablemente, por lo que ofrece una solución robusta a la hora de implementar un array de antenas parche microstrip con polarización circular empleando alimentación única.

No obstante, el presente proyecto tiene ciertas líneas de mejora de cara al futuro. La primera opción, debería ser optimizar las dimensiones y los parámetros del diseño del array de 4 elementos para lograr un mejor comportamiento del mismo.

Además, debería ser optimizado el diseño con alimentación dual y acoplamiento mediante aperturas. Ajustar el tamaño y la posición de la apertura resulta crucial para el correcto funcionamiento de la antena a la frecuencia de trabajo. El grosor del sustrato de antena también resulta importante a la hora de determinar el ancho de banda de la antena. Un grosor muy alto puede mejorar considerablemente el ancho de banda de la antena, pero, al estar acoplado por apertura, el acoplamiento puede ser poco eficaz. El desafío sería encontrar una solución de compromiso.

Cabe mencionar que existen múltiples métodos para obtener una solución con un ancho de banda mejorado. Una posible configuración para cumplir el requerimiento de ancho de banda podría ser una solución *stacked patches* (parches apilados). Este método consiste en colocar de forma apilada dos o más antenas parche microstrip, de forma que la respuesta de ambos se combina, ampliando el ancho de banda.

Otra posible configuración podría ser una solución similar al segundo diseño propuesto en este trabajo fin de grado, pero aumentando el tamaño de la apertura. Al aumentar el tamaño de la apertura, puede ampliarse el ancho de banda considerablemente.

En definitiva, existen múltiples métodos de ampliar el ancho de banda, fruto de las investigaciones durante las últimas décadas. De hecho, mejorar el ancho de banda de las antenas parche microstrip ha sido uno de los campos de investigación más populares sobre este tipo de antenas, desde su invención y seguirá siéndolo en el futuro.



## BIBLIOGRAFÍA

- [1] R. B. Waterhouse, Microstrip patch antennas : a designer's guide / [edited by] R. B. Waterhouse. 2003.
- [2] A. Balduz, "Diseño de dos arrays de antenas en tecnología plana con polarización lineal y circular a 60 GHz," 2017.
- [3] J. C. Iriarte, "Diseño de antenas parche circulares polarizadas circularmente sobre sustratos de cristales electromagnéticos en banda Ku," 2002.
- [4] "AMITEC: <http://amitec.co/home/antenna-positioner-transmission-line/rf-microwave-antenna>." .
- [5] T. A. Milligan, Modern Antenna Design. 2005.
- [6] C. E. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition - Constantine A. Balanis," Book. p. 1136, 2005.
- [7] "CST - Computer Simulation Technology: <https://www.cst.com/Applications/Article/Microstrip-Patch-Array-Design>." .
- [8] "<https://www.hindawi.com/journals/isrn/2012/132465/fig9/>." .
- [9] "Design Ideas for Printed and Microstrip Antennas: [http://www.qsl.net/va3iul/Antenna/Printed\\_and\\_Microstrip\\_Antennas/Design\\_Ideas\\_for\\_Printed\\_and\\_Microstrip\\_Antennas.htm](http://www.qsl.net/va3iul/Antenna/Printed_and_Microstrip_Antennas/Design_Ideas_for_Printed_and_Microstrip_Antennas.htm)." .
- [10] "Microwave Journal: <http://www.microwavejournal.com/articles/3448-design-of-a-circularly-polarized-2-x-2-patch-array-operating-in-the-2-45-ghz-ism-band>." .
- [11] S. Gao, Q. Luo, and F. Zhu, "Introduction to Circularly Polarized Antennas," in Circularly Polarized Antennas, 2013, pp. 1–28.
- [12] Á. Cardama, A. Lluís, J. Roca, J. Manuel, R. Casals, J. Romeu, R. Sebastián, B. Boris, and M. F. Bataller, Antenas. 2002.
- [13] "IEEE GLOBALSPEC: <http://www.globalspec.com/reference/70594/203279/2-7-impedance-axial-ratio-bandwidth>." .
- [14] "<http://www.ceng.ec.saga-u.ac.jp/mwel2012/research/msa-e.html>." .
- [15] D. M. Pozar, "A review of aperture coupled microstrip antennas: History, operation, development, and applications," Univ. Massachusetts Amherst, no. May, pp. 1–9, 1996.
- [16] "Microstrip Line Calculator: <http://www.emtalk.com/mscalc.php>." .
- [17] "Microstrip Patch Antenna Calculator: <http://www.emtalk.com/mpacalc.php>." .
- [18] "SMA Connectors: <http://www.wellshow.com/products/rf-connectors/sma-connectors/>." .
- [19] D. Pozar, Microwave Engineering Fourth Edition. 2005.

